ТУСУР | TUSUR UNIVERSITY

Томский государственный университет систем управления и радиоэлектроники

Лицензия № 001772 от 05.08.2011 г.

Магистратура ТУСУРа – это

- Выбор любой магистерской программы независимо от профиля ранее полученного образования;
- Магистерская подготовка на базе инновационных научно-образовательных центров с использованием современных образовательных технологий;
- Возможность участия в реальных групповых проектах в процессе обучения или ведения собственного проекта в студенческом бизнес-инкубаторе;
- Возможность построения собственного бизнеса в процессе обучения, индивидуальная траектория подготовки каждого магистра, ориентированная на работодателя;
- Академические обмены и стажировки в России и за рубежом.

Приглашаем Вас на обучение по направлениям магистерской подготовки:

010400.68	Прикладная математика и информатика
080200.68	Менеджмент
080500.68	Бизнес-информатика
200700.68	Фотоника и оптоинформатика
210100.68	Электроника и наноэлектроника
210400.68	Радиотехника
210700.68	Инфокоммуникационные технологии и системы связи
220400.68	Управление в технических системах
221000.68	Мехатроника и робототехника
222000.68	Инноватика
230100.68	Информатика и вычислительная техника
231000.68	Программная инженерия

Адрес: 634050, г. Томск, пр-т Ленина, 40, кабинет №129
Телефоны: (3822) 513-226, 900-100
E-mail: onir@main.tusur.ru
Сайт университета: www.tusur.ru
Информационный центр поступающего в магистратуру:
http://abiturient.tusur.ru/admissions/magistrates

Представитель ТУСУРа

ТУСУР

НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР–2013

МАТЕРИАЛЫ ВСЕРОССИЙСКОЙ НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ СТУДЕНТОВ, АСПИРАНТОВ И МОЛОДЫХ УЧЕНЫХ
15–17 мая 2013 г. (В пяти частях)

Часть 1

г. Томск

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

НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР–2013

Материалы

Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2013»

15–17 мая 2013 г., г. Томск

В пяти частях

Часть 1

В-Спектр
2013

УДК 621.37/.39+681.518 (063)
ББК 32.84я431+32.988я431
Н 34

Н 34 **Научная сессия ТУСУР–2013:** Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 15–17 мая 2013 г. – Томск: В-Спектр, 2013: В 5 частях. – Ч. 1. – 370 с.

ISBN 978-5-91191-283-3
ISBN 978-5-91191-284-0 (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 автоматизированых систем управления и проектирования. Рассматриваются проблемы электроники СВЧ- и акустооптоэлектроники, нанофотоники, физической, плазменной, квантовой, промышленной электроники, радиотехники, информационно-измерительных приборов и устройств, распределенных информационных технологий, вычислительного интеллекта, автоматизации технологических процессов, в частности в системах управления и проектирования, информационной безопасности и защиты информации. Представлены статьи по математическому моделированию в технике, экономике и менеджменте, антикризисному управлению, 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 978-5-91191-283-3
ISBN 978-5-91191-284-0 (Ч. 1)

© Том. гос. ун-т систем управления
и радиоэлектроники, 2013

Всероссийская научно-техническая конференция студентов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2013»

15–17 мая 2013 г.

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ

- *Шурыгин Ю.А.* – сопредседатель 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, д.ист.н., профессор;
- *Давыдова Е.М.*, зам. зав. каф. КИБЭВС по УР, доцент каф. КИБЭВС, к.т.н.;
- *Дмитриев В.М.*, зав. каф. МОТЦ, д.т.н., профессор;
- *Еханин С.Г.*, проф. каф. КУДР, д.ф.-м.н., доцент;
- *Ехлаков Ю.П.*, проректор по информатизации и управлению ТУСУРа, зав. каф. АОИ, д.т.н., профессор;
- *Зариковская Н.В.*, доцент каф. ФЭ, к.ф.-м.н.;
- *Карташев А.Г.*, проф. каф. РЭТЭМ, д.б.н.;
- *Катаев М.Ю.*, проф. каф. АСУ, д.т.н.;
- *Коцубинский В.П.*, зам. зав. каф. КСУП, доцент каф. КСУП, к.т.н.;
- *Лощилов 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, д.ф.-м.н., профессор, 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», д.т.н., профессор;
- *Мещеряков Р.В.*, зам. начальника НУ, проф. каф. КИБЭВС, д.т.н., доцент;
- *Мицель А.А.*, проф., 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, д.т.н., профессор;
- *Разинкин В.П.*, проф. каф. ТОР НГТУ, д.т.н., г. Новосибирск;
- *Семиглазов А.М.*, проф. каф. ТУ, д.т.н.;
- *Суслова Т.И.*, декан ГФ, зав. каф. ФС, д.ф.н., профессор;
- *Титов А.А.*, проф. каф. РЗИ, д.т.н., доцент;
- *Троян П.Е.*, зав. каф. ФЭ, д.т.н., профессор;
- *Уваров А.Ф.*, проректор по инновационному развитию и международной деятельности ТУСУР, зав. каф. УИ, к.э.н.;
- *Ходашинский И.А.*, проф. каф. КИБЭВС, д.т.н.;
- *Черепанов О.И.,* проф. каф. ЭСАУ, д.ф.-м.н.;
- *Шарангович С.Н.*, проф., зав. каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н.;
- *Шарыгин Г.С.*, зав. каф. РТС, д.т.н., профессор;
- *Шостак А.С.*, проф. каф. КИПР, д.т.н.

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ

- *Шелупанов А.А.* – председатель Организационного комитета, проректор по НР ТУСУРа, зав. каф. КИБЭВС, профессор, д.т.н.;
- *Ярымова И.А.* – зам. председателя Оргкомитета, зав. ОППО ТУСУРа, к.б.н.;
- *Юрченкова Е.А.* – секретарь Оргкомитета, ведущий 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, д.т.н., проф.; зам. председателя – Костевич Анатолий Геннадьевич, с.н.с. каф. ТУ НИЧ, к.т.н.

Секция 4. Проектирование биомедицинских электронных и наноэлектронных средств. Председатель секции – Еханин Сергей

Георгиевич, проф. каф. КУДР, д.ф.-м.н., доцент; зам. председателя – Романовский Михаил Николаевич, доцент каф. КУДР, к.т.н.

Секция 5. Проектирование измерительной аппаратуры. Председатель секции – Лощилов 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, д.т.н., доцент; зам. председателя – Семенов Эдуард Валерьевич, доцент каф. РЗИ, д.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 – Гельцер Андрей Александрович, ст. преподаватель каф. ТОР, к.т.н.

Секция 10. Интегрированные информационно-управляющие системы. Председатель секции – Катаев Михаил Юрьевич, проф. каф. АСУ, д.т.н.; зам. председателя – Суханов Александр Яковлевич, доцент каф. АСУ, к.т.н.

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, д.т.н., проф.; зам. председателя – Сенченко Павел Васильевич, декан ФСУ, доцент каф. АОИ, 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. 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 15.1. Интеллектуальные системы проектирования технических устройств. Председатель секции – Черкашин Михаил Владимирович, декан ФВС, доцент каф. КСУП, к.т.н.

Подсекция 15.2. Адаптация математических моделей для имитации сложных технических систем. Председатель секции – Коцубинский Владислав Петрович, доцент каф. КСУП, к.т.н.

Подсекция 15.3. Инструментальные средства поддержки автоматизированного проектирования и управления. Председатель секции – Хабибуллина Надежда Юрьевна, доцент каф. КСУП, к.т.н.

Секция 16. Вычислительный интеллект. Председатель секции – Ходашинский Илья Александрович, проф. каф. КИБЭВС, д.т.н.; зам. председателя – Костюченко Евгений Юрьевич, доцент каф. КИБЭВС, к.т.н.

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, д.т.н., проф.; зам. председателя – Конев Антон Александрович, доцент каф. КИБЭВС, 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 – Миргородский Семен Константинович, м.н.с. каф. ФЭ.

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, ст. преподаватель 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. Социогуманитарные проблемы современности: история, теория, практика. Председатель секции – Суслова Татьяна Ивановна, декан ГФ, зав. каф. ФиС, д.ф.н., проф.; зам. председателя – Грик Николай Антонович, зав. каф. ИСР, д.и.н., проф.

Подсекция 23.1. Актуальные проблемы социальной работы в современном обществе. Председатель секции – Грик Николай Антонович, зав. каф. ИСР, д.и.н., проф.; зам. председателя – Казакевич Людмила Ивановна, доцент каф. ИСР, к.и.н.

Подсекция 23.2. Современные социокультурные технологии в организации работы с молодежью. Председатель секции – Суслова Татьяна Ивановна, декан ГФ, зав. каф. ФиС, д.ф.н., проф.; зам. председателя – Орлова Вера Вениаминовна, д.соц.н., проф. каф. ФиС, директор НОЦ «СГТ»; Покровская Елена Михайловна, доцент каф. ФиС, к.ф.н., директор НОЦ ГФ ТУСУРа.

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, декан ФМС, зав. каф. МОТЦ, д.т.н., проф.; зам. председателя – Ганджа Тарас Викторович, доцент каф. СА, к.т.н.

Секция 26. Современные информационные технологии. Открытия. Творчество. Проекты. Председатель секции – Федорова Наталия Андреевна, начальник учебно-методического управления НОУ «Открытый молодежный университет»; зам. председателя – Смолонская Марина Александровна, заместитель начальника учебно-методического управления НОУ «Открытый молодежный университет».

Секция 27. Правовые проблемы современной России. Председатель секции – Соколовская Наталья Сергеевна, доцент каф. уголовного права, к.ю.н.

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, 25, 26-я секции;
3-й том – 15, 19–22-я секции;
4-й том – 16–18-я секции;
5-й том – 23, 24, 27-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*

АНАЛИЗ РАДИОГОЛОГРАФИЧЕСКОГО МЕТОДА ЮСТИРОВКИ БОЛЬШИХ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН

В.А. Филимонов, студент 5-го курса РТФ
г. Томск, ТУСУР, vorlas@sibmail.com

При эксплуатации больших зеркальных антенн (БЗА) возникают ошибки, которые являются следствием отклонения истинного положения радиооси от расчетного из-за ряда различных факторов: неточностей изготовления конструкции антенны, ошибок датчиков положения, деформаций конструкции антенны и др. Деформации конструкции могут быть обусловлены гравитационным фактором (для наземных БЗА), тепловым (неравномерный нагрев антенны), механическим (ошибки при развертывании, например, спутниковых антенн), природным (ветер) [1]. Причем смещения и деформации под действием ветра и веса примерно пропорциональны квадрату размера апертуры, а тепловые деформации, происходящие из-за разности температур в различных частях конструкции антенны, зависят от размера конструкции приблизительно линейно. Закон распределения возникающих при этом крупномасштабных фазовых ошибок, а точнее – закон изменения фазы Ф на апертуре антенны, можно представить в виде степенного ряда

$$\Phi(x)=\frac{\Phi_1 x}{(\alpha/2)}+\frac{\Phi_2 x^2}{(\alpha/2)^2}+\frac{\Phi_3 x^3}{(\alpha/2)^3}+\frac{\Phi_4 x^4}{(\alpha/2)^4}+\ldots ,$$

где Φ_i – постоянные коэффициенты, α – размер апертуры, x – линейная координата, меняющаяся в пределах от $-\alpha/2$ до $\alpha/2$.

Отклонение профиля антенны может быть описано уравнением:

$$\Delta S=\frac{\lambda}{4\pi}\sqrt{1+\frac{x^2+y^2}{F}}\Phi(x,y),$$

где λ – длина волны; F – фокусное расстояние; $\Phi(x,y)$ – фазовое распределение тока на апертуре; x и y – линейные координаты.

Если отклонения профиля не превышают величины $\lambda/16$, то они не влияют на характеристики антенны. В противном случае они должны быть учтены в процессе эксплуатации антенны.

Анализ отклонений профиля антенны от расчетного может быть выполнен после процедуры юстировки антенны.

В настоящее время известны механические, оптико-механические, геодезические и радиофизические методы юстировки БЗА [2]. Каждый из методов имеет как достоинства, так и недостатки.

Целью данного сообщения является анализ одного из радиофизических методов юстировки – радиоголографического метода.

В основе этого метода лежит связь распределения поля антенны в ближней зоне с распределением поля в дальней зоне:

$$E(u,v)=\iint I(x,y)\cdot e^{\frac{2\pi}{\lambda}(ux+vy)}dxdy\,,\quad I(x,y)=\frac{1}{2\pi}\iint E(u,v)\cdot e^{\frac{2\pi}{\lambda}(xu+yv)}dudv\,,$$

где $E(u,v)$ – поле в дальней зоне; $I(x,y)-$ распределение тока на апертуре.

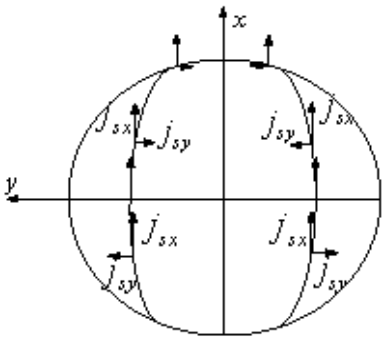


Рис. 1. Распределение тока в плоскости апертуры

Суть метода состоит в восстановлении амплитудно-фазового распределения (АФР) в плоскости апертуры юстируемой антенны по данным измерения комплексной диаграммы направленности (КДН).

Распределение тока на апертуре можно выразить через поляризационные компоненты, которые в сумме представляют вектор тока (рис. 1) [3].

$$j_{sx}=j_{sx}^{0}\cos^{5}\frac{\psi}{2}(1-\cos 2\varphi\,\mathrm{tg}^{2}\frac{\psi}{2})\sin(\beta h\cos\psi)\,,$$

$$j_{sy}=-j_{sx}^{0}\sin^{2}\frac{\psi}{2}\cos^{3}\frac{\psi}{2}\sin 2\varphi\sin(\beta h\cos\psi)\,,$$

где $j_{sx}^{0}=-\frac{2Il}{\lambda f}\sin(\beta h)$ является выражением плотности тока в центре антенны; β – волновое число; l – длина вибратора облучателя; ψ – угол между точкой поверхности и продольной осью антенны; φ – угол поворота облучателя; h – расстояние от вибратора до его отражателя.

Восстановление АФР антенны можно выполнить путем анализа сигнала источника, расположенного в ближней или в дальней зоне. Первый вариант требует использования сигналов во многих пространственных точках вблизи антенны и большого объема вычислительных средств. Второй – сигналы удаленного источника излучения.

Для моделирования метода оценки АФР был выбран второй вариант. Для этого был создан программный модуль, реализующий радиоголографический метод юстировки антенны. Алгоритм работы программы, приведенный на рис. 2, позволяет моделировать параметры БЗА, искусственно вносить искажения в профиль зеркала антенны и оценивать эти искажения по распределению поля в дальней зоне [4].

Рис. 2. Блок-схема алгоритма программы

Результаты работы алгоритма приведены на рис. 3–8.

На рис. 3 представлена модель зеркала БЗА с внесенными искусственными искажениями.

На рис. 4 и 5 приведены распределение амплитуды и фазы тока на апертуре при внесенных искусственных отклонениях профиля зеркала БЗА.

По распределению амплитуды и фазы тока на апертуре рассчитаны КДН. Амплитудная и фазовая ДН антенны КДН приведены на рис. 6 и 7.

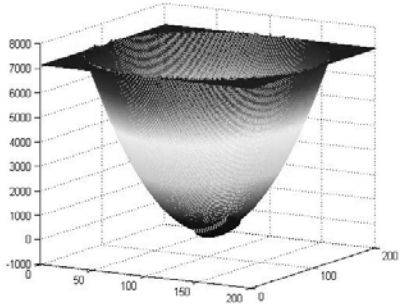


Рис. 3. Модель зеркала БЗА

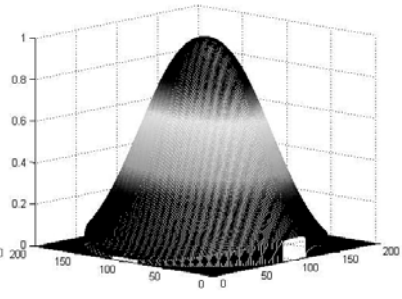


Рис. 4. Амплитудное распределение тока на апертуре

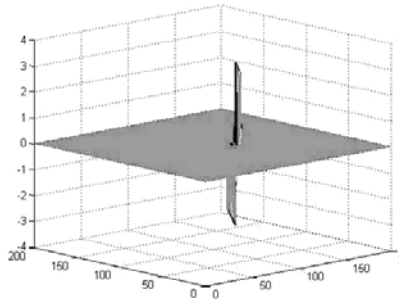


Рис. 5. Фазовое распределение тока на апертуре

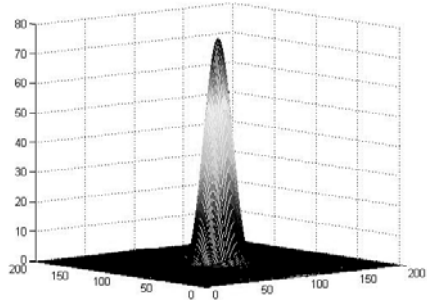


Рис. 6. Амплитудная ДН

Данная диаграмма использовалась в алгоритме для оценки искусственно внесенных искажений. Эти искажения приведены на рис. 8 как места на затенения в плоскости апертуры антенны.

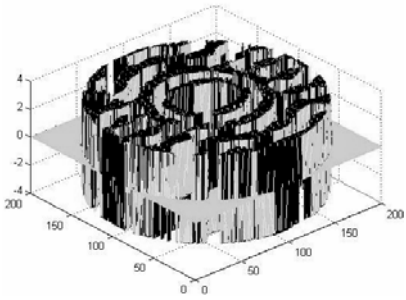


Рис. 7. Фазовая ДН

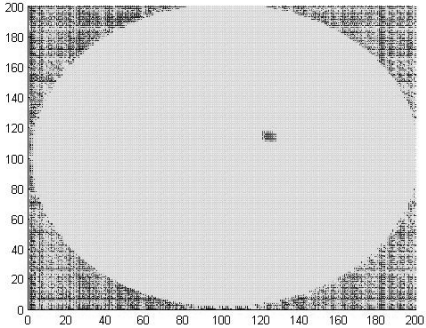


Рис. 8. Восстановленное фазовое распределение тока на апертуре

Результаты показывают, что преобразование КДН для определения искажений поверхности зеркала дают приемлемый результат. При соблюдении выбранных при моделировании пространственно-угловых соотношений точность представления искажения зеркала и определение его размеров удовлетворительны.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лавров В.И., Сомов В.Г., Сивирин П.Я. Измерение параметров крупногабаритных бортовых антенн спутниковых систем связи / Сиб. гос. аэрокосмич. ун-т. Красноярск, 2010. 152 с.

2. Бахрах Л.Д., Курочкин А.П. Голография в микроволновой технике. М.: Сов. радио, 1972. 320 с.

3. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. Антенны УКВ. М.: Связь, 1977. 268 с.

4. Yahaya Rahmat-Samii. Microwave holography of large reflector antennas simulation algorithms // IEEE Transactions on antennas and propagation. Vol. Ap-33, Nov. 1985.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СИГНАЛОВ СИСТЕМЫ GPS ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ЭКСПЕРИМЕНТОВ В ПАССИВНЫХ СИСТЕМАХ РАДИОМОНИТОРИНГА

В.В. Фирсов, А.С. Кустов, студенты, М.В. Миронов, ассистент

г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, fisher702@mail.ru

Проект ГПО РТС-1205 – «Разработка и исследование алгоритмов обработки сигналов в пассивных спутниковых системах мониторинга»

Согласно разработанному техническому заданию на групповое проектное обучение необходимо разработать метод оценки разности моментов прихода сигналов, принимаемых спутниками системы пассивного радиомониторинга. При разработке метода необходимо учесть факт, что принимаются как прямые, так и отражённые от местности сигналы, т.е. в условиях многолучевого распространения. Также по заданию нужно рассмотреть возможность экспериментальной проверки метода.

Спутники системы пассивного мониторинга должны принимать сигналы источников радиоизлучения (ИРИ) и определять их местоположение [1].

Естественно, что на практике нет возможности провести эксперимент для космических систем радиотехнической разведки. Поэтому мы рассматриваем идею проведения инверсного эксперимента. Для этого в качестве источника излучения будем использовать спутники

навигационной системы GPS (рис. 1), а приемники разместим на земной поверхности.

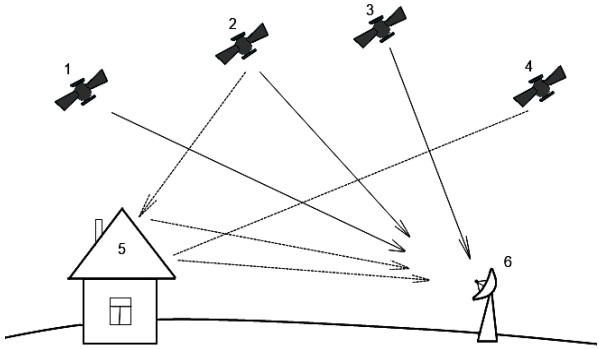


Рис. 1. Схематическое представление навигационной системы GPS (*1–4* – КА; *5* – объект отражения; *6* – приёмник)

Предполагается, что для оценки координат ИРИ будет использоваться разностно-дальномерный метод (РДМ) [2]. Основным измеряемым параметром является разность моментов прихода сигнала в приемные пункты. При проведении эксперимента можно ограничиться двумя пунктами.

Разность моментов прихода оценивается по максимуму взаимной корреляционной функции [2] двух сигналов. Так как нам необходимо исследовать влияние местности на точность оценки параметра, то корреляционную функцию будем рассчитывать между прямым сигналом в одном пункте и смесью прямого и отраженных сигналов в другом. Для этого используются два приемных канала, в одном из которых основной лепесток диаграммы направленности антенны будет направлен на спутник, а в другом – вдоль поверхности Земли, чтобы принимать отражённые сигналы (рис. 2).

Для экспериментальной проверки алгоритма оценки разности момента прихода выбранным методом необходимо получить сам сигнал. Обычные потребительские навигаторы принимают сигналы, обрабатывают их и выдают готовые координаты объекта, но не предоставляют возможности получить так называемый «сырой» сигнал. При проведении эксперимента мы будем использовать специализированные навигационные приемники SiGe GN3S Sampler v3, которые позволяют принимать сигналы от спутников GPS и сохранять их на ЭВМ для последующей обработки в пакете Matlab. Вид платы навигационного приемника приведен на рис. 3.

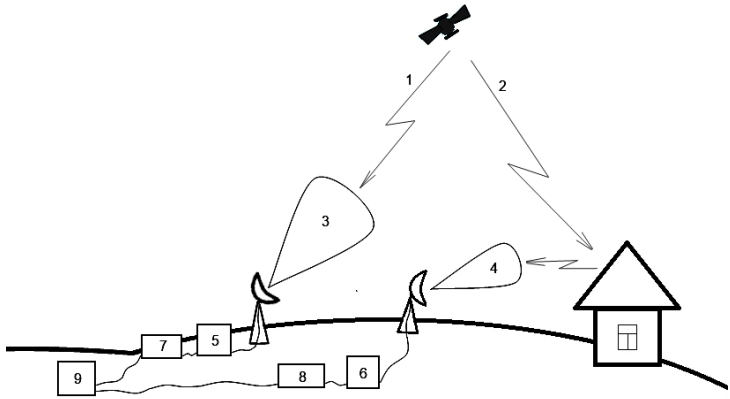


Рис. 2. Схематическое представление системы для проведения эксперимента (*1*, *2* – излучаемый сигнал; *3*, *4* – основные лепестки диаграмм направленности антенн; *5*, *6* – усилители сигналов; *7*, *8* – специализированные платы навигационных приемников SiGe GN3S Sampler v3; *9* – ЭВМ)

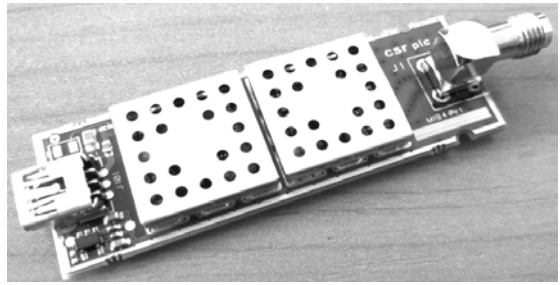


Рис. 3. Вид платы навигационного приемника SiGe GN3S Sampler v3

Заключение. Предложено проведение инверсного эксперимента по сигналам спутниковой радионавигационной системы GPS, в настоящее время ведется работа по освоению плат и получению первых экспериментальных результатов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Миронов М.В. Многопозиционная пассивная спутниковая система мониторинга наземных источников излучения / М.В. Миронов, Е.П.Ворошилин, Г.С.Шарыгин// Матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых (Томск). Томск: В-Спектр, 2010. Ч. 1. С. 56–58.

2. Ворошилин Е.П. Определение координат источников радиоизлучения разностно-дальномерным методом с использованием группировки низкоорбитальных малых космических аппаратов / Е.П. Ворошилин, М.В. Миронов, В.А. Громов // Докл. Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники (Томск). Томск: В-Спектр, 2010. № 1(21), ч. 2. С. 23–28.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМПЕНСАТОРА НА ОСНОВЕ РЕМОДУЛЯТОРА ДЛЯ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ, ПРИНЯТЫХ ОТ СИСТЕМ АСИММЕТРИЧНОГО МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА СОВМЕЩЕННЫМИ НЕСУЩИМИ

Н.Н. Чурбанов, А.С. Мальцев, А.И. Ветров

г. Орел, Академия ФСО России, stepbystep000@yandex.ru

Системы множественного доступа совмещенными несущими (МДСН) позволяют получить выигрыш в использовании частотного ресурса без потери скорости передачи данных. В статье рассмотрен подход для обработки несущих МДСН, работающих в асимметричном режиме (АМДСН) с разными уровнями сигналов встречных направлений.

Дискретную модель суммарного сигнала в системе МДСН представим следующим образом:

$$z(k)=s_1(k)+s_2(k)+n(k), \qquad (1)$$

где $s_1(k), s_2(k)$ – сигналы встречных направлений передачи, $n(k)$ – аддитивный белый гауссовский шум. Каждый из встречных сигналов представляется в виде

$$s_i(k)=U_i \operatorname{Re}\left[\exp(j\theta_i(k))\sum_{m=0}^{L-1} d_i(m)h_i(k-m)\right], i=1,2\ldots, \qquad (2)$$

где $\theta_i(k)$ – значение полной фазы несущего колебания, U_i – уровень сигнала, $d_i(k)$ – данные, определяемые координатами точек сигнального созвездия, $h_i(k)$ – дискретная импульсная характеристика фильтра модулятора.

Схема системы АМДСН и спектр группового сигнала представлены на рис. 1. В АМДСН сигнал одного из направлений мощнее второго ($U_1 > U_2$). Это позволяет демодулировать верхний сигнал при приеме суммы $z(k)$.

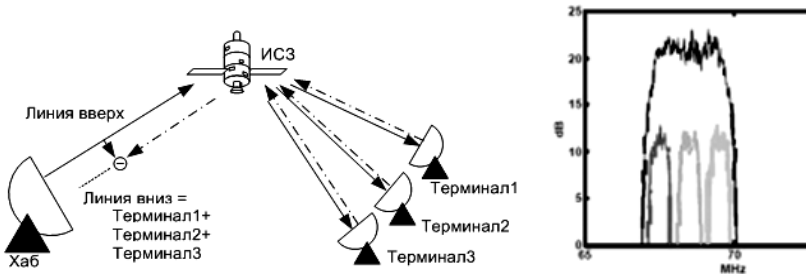


Рис. 1. Структурная схема системы АМДСН и спектр группового сигнала

Для получения сигналов восходящего направления необходимо компенсировать сигнал нисходящего направления. Схема компенсатора представлена на рис. 2.

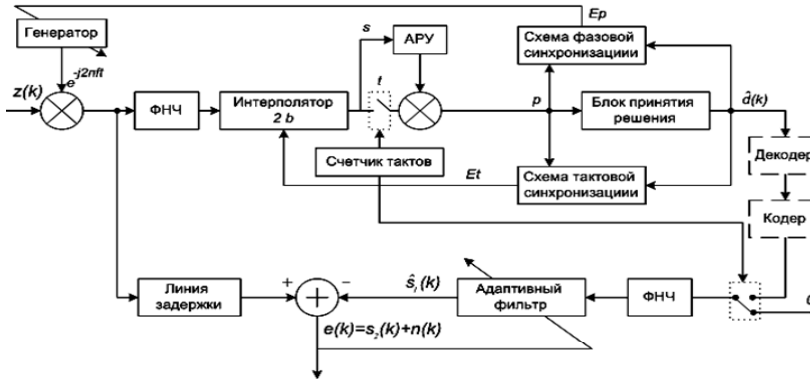


Рис. 2. Структурная схема компенсатора сигнала на основе ремодулятора

Для повышения качества компенсации решения декодируются и заново кодируются помехоустойчивым кодом. Фильтр нижних частот является формирующим фильтром приподнятого косинуса с квадратным корнем. Адаптивный фильтр совместно с ФНЧ позволяет более точно восстановить форму передающего фильтра и сформировать спектр основного сигнала, аналогичный спектру на выходе модулятора. По окончании процесса адаптации коэффициентов адаптивного фильтра на его выходе будет формироваться сигнал, близкий по форме к S_1.

В качестве алгоритма подстройки коэффициентов можно использовать критерии минимума среднеквадратичной ошибки, алгоритм Калмана с квадратным корнем и др. Практически все алгоритмы приводят к близким результатам по точности аппроксимации спектра основного сигнала, а основные отличия заключаются в скорости сходимости. Принимая во внимание, что время сходимости к оптимальному значению для рассматриваемой задачи не столь критично, целесообразно применение алгоритма среднего квадрата ошибки. Данный алгоритм основывается на уменьшении среднего квадрата ошибки (СКО). Изменение коэффициентов фильтра каждого из отводов производится в направлении, противоположном оценке градиента СКО:

$$C_n(k+1) = C_n(k) - \Delta \cdot S_1(t+k-n), \qquad (3)$$

где Δ – коэффициент адаптации.

Оптимальным значением коэффициента Δ считается величина обратная мощности входного сигнала, умноженной на длину фильтра.

При идеальной компенсации выходной сигнал компенсатора будет представлять смесь дополнительного сигнала и шума канала связи. Но на работу реального компенсатора оказывают влияние системы синхронизации демодулятора основного сигнала. Неидеальность работы этих систем приводит к снижению уровня подавления основного сигнала, то есть к появлению шумов компенсанции.

Для оценки шумов компенсации был демодулирован и компенсирован сигнал мощностью –10 дБ на фоне шума мощностью –80 дБ (рис. 3). Видно, что уровень шумов в полосе полезного сигнала составляет –70 дБ. Следовательно, нормальную демодуляцию нижнего ФМ4-сигнала можно обеспечить при его мощности более –60 дБ.

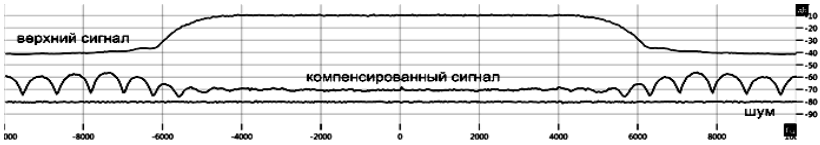


Рис. 3. Шумы компенсации

Основное влияние на уровень остаточных шумов компенсации оказывают системы тактовой и фазовой синхронизации.

На рис. 4 и 5 показаны сигналы управляющего воздействия тактовой и фазовой синхронизации.

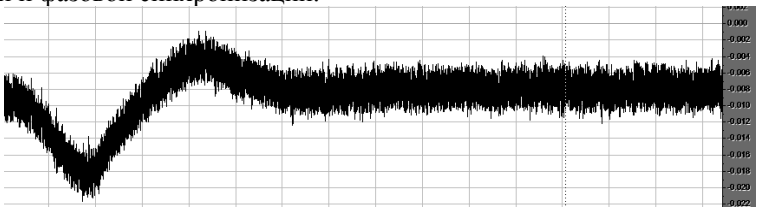


Рис. 4. Сигнал ошибки системы тактовой синхронизации

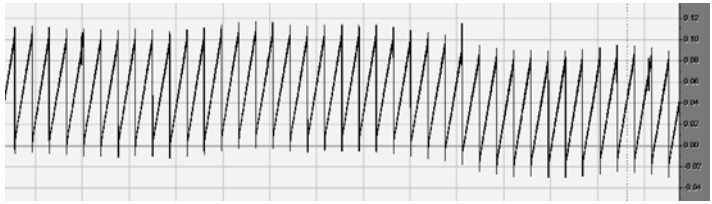


Рис. 5. Сигнал ошибки системы фазовой синхронизации

Влияние систем синхронизации на качество компенсации можно уменьшить, уменьшив полосу захвата фильтров данных систем. На рис. 6–8 показан эффект от снижения полосы захвата с 0,1 до 0,01%.

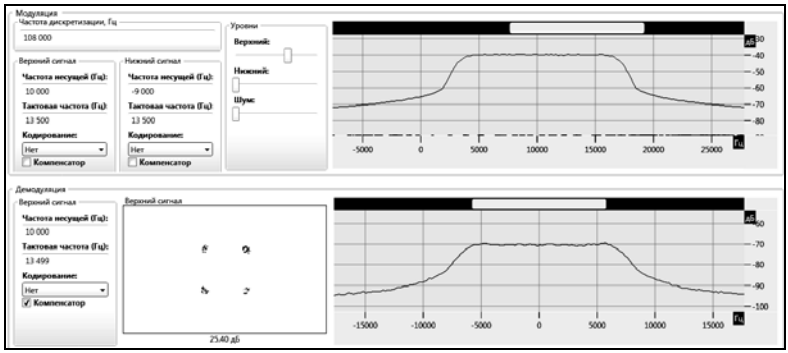


Рис. 6. Компенсация сигнала с полосой захвата системы фазовой синхронизации 0,1% от частоты дискретизации. Уровень шумов компенсации –70 дБ

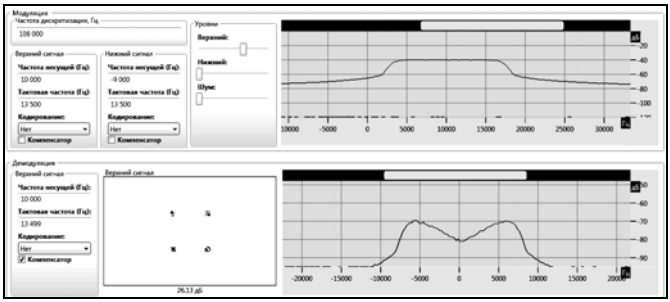


Рис. 7. Компенсация сигнала с полосой захвата системы тактовой синхронизации 0,1% от частоты дискретизации. Уровень шумов компенсации –70 дБ

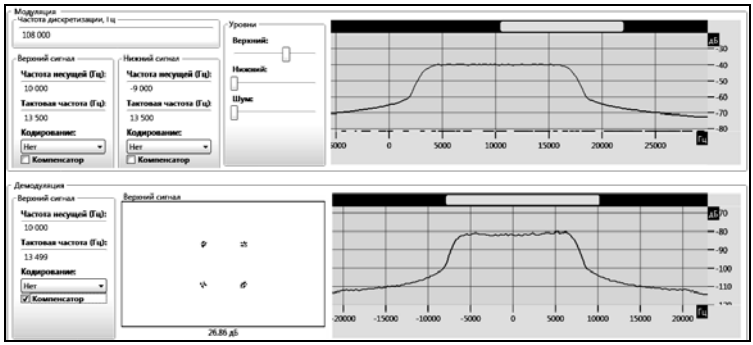


Рис. 8. Компенсация сигнала с полосой захвата систем тактовой и фазовой синхронизации 0,01% от частоты дискретизации.
Уровень шумов компенсации –80 дБ

Дальнейшее понижение полосы захвата систем синхронизации приводит к ухудшению качества демодуляции и компенсации.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СКАНЕРОВ БЛИЖНЕГО ПОЛЯ В ОАО «ИСС»

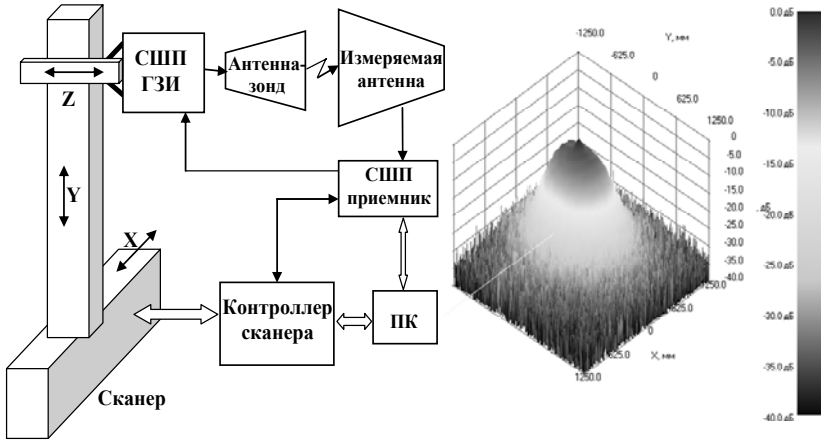
А.В. Мухин, аспирант каф. ТУ
г. Томск, ОАО «ИСС», ТУСУР, pilot_06@inbox.ru

В настоящее время в области ракетно-космической техники предъявляются все более жесткие требования к бортовой радиоэлектронной аппаратуре (РЭА), системам связи и ретрансляции. В этой связи возникает необходимость в использовании самой современной аппаратуры, позволяющей удовлетворить жесткие требования, предъявляемые заказчиком. Одним из таких современных аппаратных комплексов является сверхширокополосный (СШП) автоматизированный измерительно-вычислительный комплекс (АИВК) (радиотехнический сканер ближнего поля), который позволяет проводить измерения радиотехнических характеристик антенн в ближней зоне и визуализировать результаты полученных измерений. На данный момент в открытом акционерном обществе «Информационные спутниковые системы» (ОАО «ИСС») установлено два СШП АИВК (вертикальный и горизонтальный сканеры ближнего поля), а также освоено и внедрено два основных метода измерений радиотехнических характеристик (РТХ) антенн (временной и частотный). Актуально использовать их шире. Так, большой интерес представляют антенны, имеющие несколько СВЧ-входов, разделенных, например, по диапазону частот и поляризации, и в соответствии с этим возникает потребность в измерении нескольких СВЧ-входов антенны одновременно, что весьма актуально, поскольку позволит сократить время, затраченное на измерения, в несколько раз. Кроме того, актуален анализ поля внутри блоков бортовой РЭА для обеспечения электромагнитной совместимости (ЭМС).

Цель работы – показать основные особенности, а также рассмотреть возможность расширенного использования СШП АИВК в ОАО «ИСС».

Общий принцип измерений РТХ антенн заключается в последовательном перемещении сканера (рис. 1, *а*) в заранее заданной области сканирования (сканирование на плоскости) [1]. При движении сканера антенна-зонд посылает радиоимпульсы, поступающие от программируемого СВЧ-генератора, в направлении исследуемой антенны. Далее принятый исследуемой антенной сигнал поступает в векторный анализатор цепей, который затем передает данные на персональный компьютер (ПК) для дальнейшего расчета, например диаграммы направленности (рис. 1, *б*) и обработки (частотный метод). Суть временного метода несколько отличается от частотного метода, а именно тем, что вместо диапазона частот здесь оперируют размерами временного окна.

После того как измеряемая антенна примет зондирующий сигнал, она подает его на СШП приемное устройство, предназначенное для масштабно-временного преобразования сигналов, их оцифровки и передачи в ПК для обработки.



а *б*

Рис. 1. Структурная схема СШП АИВК (*а*) и объемная ДН антенны (*б*)

При измерениях в частотной области в состав оборудования входят: векторный анализатор цепей, программируемый СВЧ-генератор, планарный сканер, контроллер движения сканера, антенна-зонд, исследуемая антенна, опорно-поворотное устройство. Для проведения измерений во временной области вместо векторного анализатора цепей и СВЧ программируемого генератора используются цифровой стробоскопический осциллограф и генератор сверхкоротких импульсов [2]. Основным преимуществом метода измерений во временной области является возможность пространственной селекции мешающих отражений путем изменения размеров временного окна. В ряде случаев это позволяет размещать АИВК в обычных помещениях или на открытых полигонах без применения дорогостоящих безэховых камер и радиопоглощающих покрытий.

В ОАО «ИСС» на данный момент реализованы оба метода, измерения РТХ антенн проводятся ежедневно. И если сравнить результаты измерений одной и той же антенны на разных сканерах, установленных в ОАО «ИСС», можно убедиться в идентичности РТХ. В перспективе планируется освоить метод многопортовых измерений, при которых за один цикл измерений можно получить данные со всех СВЧ-входов антенны. Для этого необходимо в схему измерений РТХ доба-

вить *N*-канальный приемник сигналов. Кроме того, СШП АИВК можно использовать, например, для оценки излучаемой мощности внутри блоков РЭА, для того чтобы избежать возникновения паразитных помех в смежном оборудовании. Естественно, такие сканеры могут иметь не такие большие (рис .2), а гораздо меньшие размеры, а следовательно, и стоимость. Причем измерение уровня излучаемой мощности определяется с высокой точностью, что в дальнейшем поможет в выборе радиопоглощающих материалов, экранов и т.п.

Рис. 2. СШП АИВК (горизонтальный сканер)

Таким образом, СШП АИВК сегодня является самым перспективным средством измерения, которое обеспечивает очень точное измерение РТХ антенн. Целесообразно расширение использования СШП АИВК. Такая работа ведется в ОАО «ИСС».

Автор благодарит И.В. Конышева за помощь в работе.

ЛИТЕРАТУРА

1. ООО НПП «СШП ТРИМ», Сверхширокополосный автоматизированный измерительно-вычислительный комплекс СШП АИВК ТМСА-50Б1 (ближнее поле): Руководство по эксплуатации ТМСА.000.000.000 РЭ. СПб., 2007. 134 с.

2. ООО НПП «СШП ТРИМ». Матер. семинара «Современные методы и средства измерений РТХ антенн» – http://www.trimcom.ru/seminar/ant.pdf. СПб., 2012. 71 с.

ВЫЧИСЛЕНИЕ ПЕРЕКРЁСТНЫХ НАВОДОК ТРАСС С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ В ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ АППАРАТУРЫ РАДИОНАВИГАЦИИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА

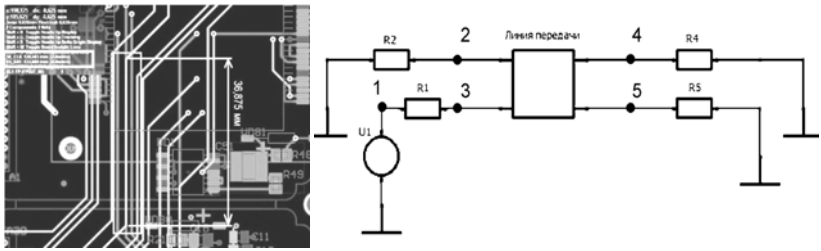
М.И. Почуев, аспирант, Р.С. Суровцев, студент
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, Halerik@mail2000.ru

Для решения новых, более сложных задач важно увеличивать производительность и количество одновременно работающих космических аппаратов (КА), срок активного существования (САС) которых стратегически важно повысить до 15 лет (сегодня эта цифра составляет 10 лет). К примеру, системе ГЛОНАСС требуется 24 работающих КА, при низком САС эта цифра была бы недосягаемой. Поэтому при разработке бортовой радиоэлектронной аппаратуры (РЭА) первостепенной задачей является повышение надежности.

РЭА современных КА, как правило, имеет высокую плотность монтажа, что обостряет проблему целостности сигнала на печатной плате (ПП) и повышает риск допущения топологических ошибок, особенно при ручной трассировке, часто используемой на практике. При неграмотной топологии возможны искажения сигналов в проводниках и сбои в работе РЭА. Одним из опасных является параллельное проведение проводников с лицевой связью (друг под другом), которого, по возможности, необходимо избегать, поскольку такая трассировка увеличивает наводки проводников. При высокой плотности монтажа вероятность таких ошибок велика, и определить, приведет ли такое нарушение к отказу работы блока, без специального программного обеспечения невозможно. Выявление ошибок такого рода при помощи математического моделирования взамен традиционных испытаний макетов позволит изготовителю существенно сократить ресурсы и время на производство приборов. Отметим, что при плотной трассировке такое проведение связанных трасс на небольшой длине намеренно используют. В таких случаях тем более полезно моделирование целостности сигнала, чтобы убедиться, что она обеспечена.

Цель данной работы – рассмотреть пример вычисления перекрестных наводок в параллельных трассах с лицевой связью в реальной ПП.

Объектом исследования является шестислойная ПП блока –300 из состава аппаратуры радионавигации (АРН) КА. В качестве примера для исследования рассматривается участок из двух трасс (RS_RX1 и SK_clk) протяжённостью 36,875 мм, расположенных непосредственно друг под другом на соседних слоях (рис. 1).



а *б*

Рис. 1. Участок исследуемых трасс сигналов RS_RX1 и SK_clk блока –300 (*а*) и его схема (*б*)

Перед тем как вычислить наводки, необходимо создать как можно точнее виртуальную модель исследуемого объекта. Чем точнее описана модель – тем реальнее результаты вычислений. Поэтому важно учесть технологические особенности завода-изготовителя. Для начала задаётся стек слоёв ПП, т.к. блок –300 уже изготовлен на заводе ОАО «ИСС», стек можно измерить и ввести более корректные данные, с учётом вытекания прокладочных материалов при склейке стеклотекстолита (рис. 2). Относительная диэлектрическая проницаемость (ε_r) и тангенс угла диэлектрических потерь (tgδ) материалов взяты из справочных данных. Ширина трасс равна 0,5 мм, толщина – 35 мкм, а расстояние от трассы до края структуры – 2 мм. Длина сегментов на границах проводников и диэлектриков 10 мкм. По этим данным в программе TALGAT вычислены матрицы (**L**, **C**, **R**, **G**) погонных параметров отрезка связанной линии передачи, необходимые для последующего вычисления отклика. Затем нужно создать схему, принципиальную данной структуре, при помощи прикладной программы TALGAT QtClient (рис. 1, *б*). В схеме задаются: отрезок линии передачи, нагрузки в начале и конце каждого его проводника, источники сигнала.

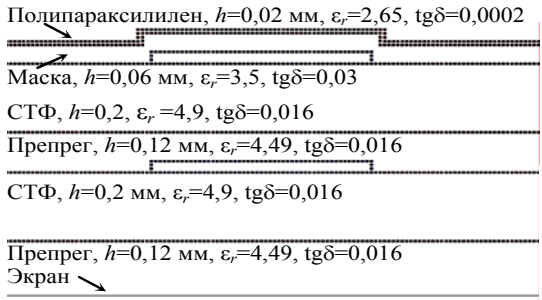


Рис. 2. Геометрическая модель стека слоёв ПП в системе TALGAT

В качестве воздействия (на нижний проводник) взят импульс с ЭДС 5 В, общей длительностью 60 нс, длительностью фронта/спада 14 нс (максимальное значение из ТУ) и 5нс (близкое к реальному). Формы сигналов при всех сопротивлениях, имитирующих измерительный тракт 50 Ом (случай, близкий к согласованному), приведены на рис. 3, а при сопротивлениях, имитирующих реальные нагрузки на схеме (рассогласованный случай – в активном проводнике: на входе 5 Ом, на выходе 500 Ом; в пассивном: на входе 500 Ом на выходе 5 Ом) для фронта/спада 5 нс– на рис. 4.

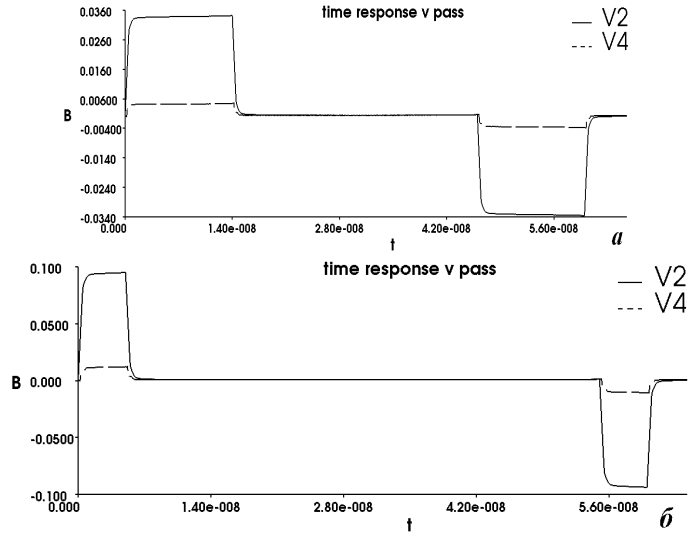


Рис. 3. Формы сигналов (В, нс) в начале и конце пассивного проводника в согласованном случае для фронта/спада 14 нс (*а*) и 5 нс (*б*)

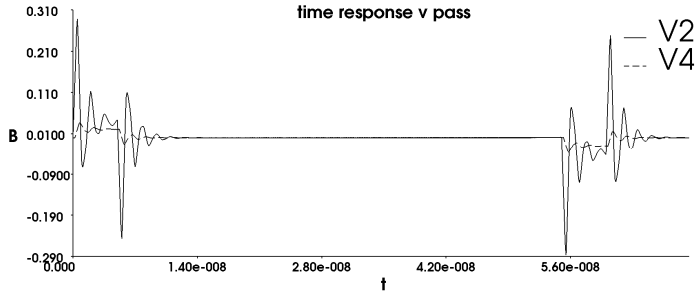


Рис. 4. Форма сигнала (В, нс) в начале и конце пассивного проводника в рассогласованном случае для фронта/спада 5 нс

Из графиков видно, что максимальна наводка на ближнем конце линии. При сопротивлениях 50 Ом её уровень составляет менее 0,036 В. Уменьшение длительности фронта/спада до 5 нс, увеличивает наводку в 3раза: до 0,1 В. В рассогласованном случае в пассивном проводнике возникают двуполярные наводки с пиковым значением около 0,31 В, что составляет около 5% от уровня сигнала в активном проводнике. Как видно, сильные емкостная и индуктивная связи в случае трасс с лицевой связью могут приводить к довольно высокому уровню перекрестной наводки даже при длине в несколько сантиметров. Поэтому, моделирование, аналогичное проведенному, весьма полезно, особенно для последующей оценки достаточности принятых мер уменьшения уровня наводки.

Работа выполнена в порядке реализации Постановления №218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. (3-я очередь) по договору № 96/12 от 16.11.2012 между ТУСУРом и ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева.

ВЛИЯНИЕ ДИСБАЛАНСА КВАДРАТУРНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ НА КАЧЕСТВО СИГНАЛА В БЕСПРОВОДНЫХ ПЕРЕДАТЧИКАХ

Д.С. Данилов, С.А. Подлиннов, студенты 3-го курса РТФ,
А.Ю. Абраменко, аспирант каф. СВЧ и КР
г. Томск, ТУСУР, abramenko.alexander@gmail.com
Проект ГПО СВЧиКР-1202 – «Исследование активных элементов СВЧ и разработка формирователя сигналов на их основе»

В современных системах связи используется метод непосредственной модуляции ВЧ несущей квадратурными сигналами. Несмотря на многочисленные преимущества этого метода, он обладает и существенным недостатком: использование аналоговых квадратурных модуляторов приводит к необходимости предварительной коррекции передаваемого сигнала из-за наличия искажений, называемых квадратурным дисбалансом. В данной статье дадим оценку необходимости проводить предварительную коррекцию сигнала в передатчике в широком диапазоне частот при наличии дисбаланса квадратурных составляющих.

Дисбаланс квадратурных составляющих представлен тремя компонентами: погрешность коэффициента усиления, погрешность фазы и постоянного смещение. В статье пойдет речь о погрешности коэффициента усиления и фазы. Погрешность фазы – абсолютная разница по фазе между I и Q составляющими сигнала при условии одинакового входного сигнала. Погрешность коэффициента усиления – величина,

показывающая, во сколько раз размах сигнала в I канале превышает размах сигнала в *Q* канале при условии одинакового входного сигнала. Причины и особенности появления вышеназванных дисбалансов изложены в статье [1].

Оценить наличие погрешности фазы и коэффициента усиления можно по уровню подавления нежелательной боковой составляющей [2]. При этом существует жесткая математическая зависимость уровня подавления нежелательной боковой составляющей от погрешности фазы и коэффициента усиления [3]:

$$IR = 10 \cdot \log\left(\frac{K^2 + 2 \cdot K \cdot \cos(\varphi) + 1}{K^2 - 2 \cdot K \cdot \cos(\varphi) + 1}\right), \quad (1)$$

где K – погрешность коэффициента усиления; φ – погрешность фазы между квадратурными составляющими; IR – уровень подавления нежелательной боковой составляющей (дБ).

Используя формулу (1), мы можем найти уровень подавления нежелательной боковой составляющей, которому соответствует заданная погрешность коэффициента усиления и фазы, а также произвести обратную операцию: по уровню подавления нежелательной боковой составляющей определить погрешность амплитуды и фазы. Такой подход позволяет дать оценку качества формируемого сигнала без наличия специального оборудования (векторного анализатора сигналов), используя достаточно простой тестовый сигнал (синусоидальный). Так, в [2, 4] описаны методики определения погрешности фазы и коэффициента усиления по уровню подавления нежелательной боковой составляющей.

С другой стороны, качество формируемого сигнала зачастую определяется по модулю вектора ошибки (EVM). Существует множество искажений в приемнике и передатчике, приводящих к увеличению модуля вектора ошибки, но мы ограничимся рассмотрением только дисбаланса квадратурных составляющих. Модуль вектора ошибки может быть выражен как зависимость от уровня подавления нежелательной боковой составляющей [5]:

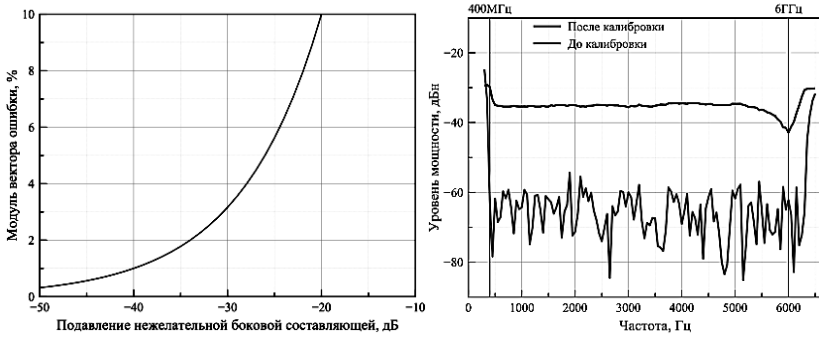
$$EVM = \sqrt{\frac{1}{SNR} + 2 \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{1}{1 + IR}}\right)} \cdot 100\%, \quad (2)$$

IR – уровень подавления нежелательной боковой составляющей (раз); *SNR* – отношение уровня сигнала к уровню шумов (раз).

Используя формулу (2), мы можем найти уровень подавления нежелательной составляющей, соответствующий заданному модулю вектора ошибки. К примеру, из рис. 1, *а*, построенного для отношения сигнал/шум, равного 96 дБ, видно, что для достижения значения моду-

ля вектора ошибки менее 1% необходимо обеспечить подавление нежелательной боковой составляющей более 40 дБ.

Измерим максимальный уровень подавления нежелательной боковой составляющей и определим минимальное значение вектора ошибки, достижимое в современных передатчиках. В качестве опытного образца будет выступать микросхема широкополосного квадратурного модулятора ADL5375. Будем использовать генератор Г7М как источник гармонического модулируемого сигнала, а скалярный анализатор СК4М – для измерения уровня подавления нежелательной боковой составляющей. Тестовый сигнал сформируем с платы опытного образца генератора широкополосных модулирующих сигналов с использованием цифроаналогового преобразователя AD9122.



а *б*

Рис. 1. Зависимость модуля вектора ошибки от подавления нежелательной боковой составляющей (*а*); подавление нежелательной боковой составляющей до и после калибровки в зависимости от частоты (*б*)

Результат экспериментальных измерений в рабочем диапазоне частот от 400 МГц до 6 ГГц приведен на рис. 1, *б*. Калибровка производилась методом, описанным в статье [2]. Сравнивая результаты экспериментальных данных, можно сделать вывод, что калибровка с целью уменьшения погрешности коэффициента усиления и фазы дает эффективный результат. Так, после калибровки удается добиться уровня подавления нежелательной боковой составляющей более 54 дБ во всем рабочем диапазоне частот и значения модуля вектора ошибки менее 0,4%, в то время как до калибровки значение модуля вектора ошибки составляло более 1,5%, что говорит о необходимости проведения коррекции сигнала в передатчике.

ЛИТЕРАТУРА

1. Джан И. Баланс квадратурных составляющих и подавления зеркального канала в беспроводных передатчиках // Беспроводные технологии. 2011. Т. 1, № 22. С. 58–63.

2. Application Note AN-1039. Correcting Imperfections in IQ Modulators to Improve RF Signal Fidelity [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.analog.com/static/imported-files/application_notes/AN-1039.pdf, свободный.

3. Application Note 899. Operating and Evaluating Quadrature Modulators for Personal Communication Systems [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.ti.com/lit/an/snaa009/snaa009.pdf, свободный.

4. Абраменко А.Ю. Компенсация дисбаланса квадратурного модулятора // Докл. Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2011. № 2–1. С. 21–24.

5. Tubbax J., Come B., Van der Perre L.et all. Compensation of IQ imbalance and phase noise in OFDM systems // IEEE Trans. Wireless Commun. Vol. 4, № 3. P. 872–877. May 2005.

ПЕЛЕНГАЦИЯ ИСТОЧНИКА НЕСАНКЦИОНИРОВАННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ, РАБОТАЮЩЕГО ЧЕРЕЗ ГЕОСТАЦИОНАРНЫЙ СПУТНИК

С. Волков, к.т.н., И.С. Полянский, к.т.н., С.В. Харченко

г. Орел, Академия ФСО России, van341@mail.ru

Подходы дифференциального (разностно-дальномерного) определения координат или пеленгации источника несанкционированного излучения, работающего через геостационарный спутник связи с прямой ретрансляцией сигналов, освящены в [1–3 и др.] и развиты в настоящей работе.

Основным недостатком существующих алгоритмов, по нашему мнению, является пренебрежение рельефа местности и представление модели Земли в виде референц-эллипсоида (Красновского, WGS-72, ПЗ-90 и др.), что по существу приводит к погрешностям определения координат источника несанкционированного излучения (ИНИ) в пределах 150–300 м.

Целью данной работы является разработка подхода определения местоположения ИНИ на основе разностно-дальномерного метода с учетом модели Земли в виде геоида [4] и рельефа местности.

По сути, представленные алгоритмы в известных работах [1–3 и др.] сводятся к решению оптимизационной задачи по определению экстремума целевой функции суммы функций невязок:

$$f(r,\varphi,\lambda)=\left(\begin{array}{l}\left[\begin{array}{l}\left(R_{озс-рс1}+R(r,\varphi,\lambda)_{рс1-ини}\right)- \\ -\left(R_{озс-рс2}+R(r,\varphi,\lambda)_{рс2-ини}\right)-c\cdot\Delta\tau_1\end{array}\right]^2 \\ +\left[\begin{array}{l}\left(R_{озс-рс1}+R(r,\varphi,\lambda)_{рс1-ини}\right)- \\ -\left(R_{зсм-рс2}+R(r,\varphi,\lambda)_{рс2-ини}\right)-c\cdot\Delta\tau_2\end{array}\right]^2\end{array}\right)\to\min\limits_{r,\varphi,\lambda}, \qquad (1)$$

где r,ϕ,λ – координаты, определяющие положение ИНИ в геоцентрической системе координат; $R_{озс-рс1}$, $R_{озс-рс2}$, $R_{зсм-рс2}$ – известные расстояния между опорной земной станцией (ОЗС) и 1-м КА, ОЗС и 2-м КА, земной станцией мониторинга (ЗСМ) и 2-м КА соответственно; $R(r,\phi,\lambda)_{рс1-ини}$, $R(r,\phi,\lambda)_{рс2-ини}$ – неизвестные (изменяемые в ходе итерационного решения релаксационными градиентными методами путем подбора координат ИНИ) расстояния между 1-м космическим аппаратом (КА) и ИНИ и 2-м КА и ИНИ соответственно; $\Delta\tau_1$, $\Delta\tau_2$ – временные задержки приема сигнала между направлениями ОЗС – КА №1 – ИНИ и ОЗС – КА №2 – ИНИ, ОЗС – КА №1 – ИНИ и ЗСМ – КА №2 – ИНИ соответственно. Геометрическое представление вышеописанных направлений отражено на рис. 1.

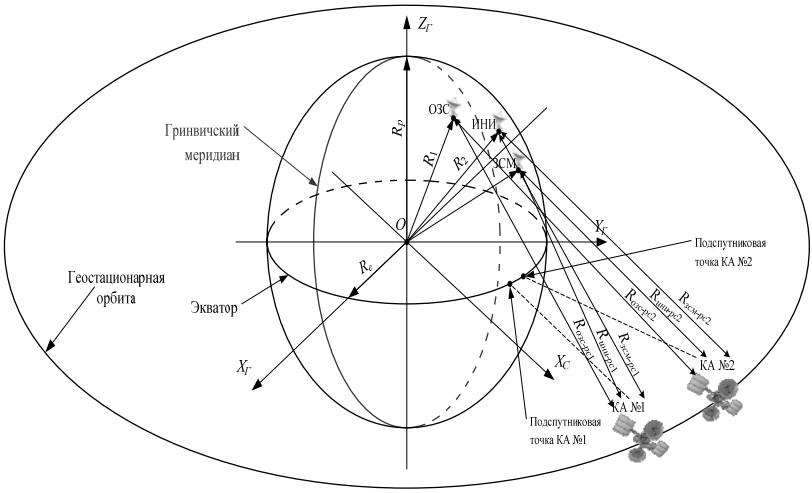


Рис. 1. Геометрическое представление направлений ОЗС – КА №1 – ИНИ и ОЗС – КА №2 – ИНИ; ОЗС – КА №1 – ИНИ и ЗСМ – КА №2 – ИНИ соответственно

Различие предлагаемого подхода заключается в решении оптимизационной задачи (1) с учетом ограничения в виде равенства, определяющего условие расположения земной станции спутниковой связи ИНИ (r,ϕ,λ) на поверхности Земли, форма которой согласно [4] наиболее точно аппроксимируется геоидом EGM2008 (Earth Gravitational Model 2008), с учетом рельефа местности:

$$F_1(\varphi,\lambda)+F_2(\varphi,\lambda)-r=0\,, \tag{2}$$

где $F_1(\phi,\lambda)$ – функция, определяющая длину радиуса-вектора, проведенного от центра Земли, до границы её поверхности, соответствующей точки с нулевой высотой над уровнем моря; $F_2(\phi,\lambda)$ – функция, определяющая высоту рельефа местности над уровнем моря. В соответствии с [5] аналитическое представление функции $F_1(\phi,\lambda)$ осуществляется согласно выражению

$$F_1(\varphi,\lambda)=\sqrt{X(\varphi,\lambda)^2+Y(\varphi,\lambda)^2+Z(\varphi,\lambda)^2}\,,$$

где

$$X(\varphi,\lambda)=\left(R(\varphi)+H(\varphi,\lambda)\right)\cdot\cos(\varphi)\cdot\cos(\lambda);$$
$$Y(\varphi,\lambda)=\left(R(\varphi)+H(\varphi,\lambda)\right)\cdot\cos(\varphi)\cdot\sin(\lambda);$$
$$Z(\varphi,\lambda)=\left(R(\varphi)+H(\varphi,\lambda)\right)\cdot\sin(\varphi);$$
$$R(\varphi)=\frac{R_e\cdot\sqrt{1-e_z{}^2}}{\sqrt{1-e_z{}^2\cdot\cos(\varphi)^2}}. \tag{3}$$

В выражении (3) R_e – определяет величину экваториального радиуса Земли; e_z – эксцентриситет земного эллипсоида; $H(\phi,\lambda)$ – функция, определяющая возвышение поверхности геоида над поверхностью референц-эллипсоида, величина которой определяется равенством [5]

$$H(\varphi,\lambda)=\frac{GM}{R(\varphi)\cdot\gamma(\varphi)}\sum_{n=2}^{N}\left[\left(\frac{R_e}{R(\varphi)}\right)^n\cdot\sum_{m=0}^{M}\left[\begin{array}{l}\overline{P}_{n,m}\left(\sin(\varphi)\right)\times\\ \times\left(C_{n,m}\cdot\cos(m\cdot\lambda)+S_{n,m}\cdot\sin(m\cdot\lambda)\right)\end{array}\right]\right], \tag{4}$$

где GM – гравитационная постоянная; $\gamma(\phi)$ – гравитация для эллипсоида, величина которой определяется в соответствии с формулой Сомильяны [5]:

$$\gamma(\varphi)=\frac{\gamma_e\cdot R_e\cdot\cos(\varphi)^2+\gamma_p\cdot R_p\cdot\sin(\varphi)^2}{\sqrt{(R_e)^2\cdot\cos(\varphi)^2+(R_p)^2\cdot\sin(\varphi)^2}}, \qquad (5)$$

где γ_e, γ_p – величины теоретической гравитации на экваторе и на полюсах соответственно; R_p – полярный радиус Земли.

В выражении (4) $\overline{P}_{n,m}(\sin(\phi))$ определяет нормированные присоединенные функции полинома Лежандра, задаваемые равенством [6]

$$\overline{P}_{n,m}(x)=P_{n,m}(x)\cdot\sqrt{\alpha(m)\cdot(2\cdot n+1)\frac{(m-n)!}{(m+n)!}},$$

где

$$P_{n,m}(x)=\frac{\left(1-x^2\right)^{m/2}}{2^n}\cdot\sum_{k=0}^{\left[\frac{n-m}{2}\right]}\left((-1)^k\cdot\frac{(2n-2k)!}{k!\cdot(n-k)!\cdot(n-m-2k)!}\cdot x^{n-m-2k}\right);$$

$$\alpha(m)=\begin{cases}1, \text{ если } m=1;\\ 2, \text{ в противном случае.}\end{cases} \qquad (6)$$

На практике для наиболее точного представления поверхности Земли в виде геоида достаточно задавать количество гармоник (присоединенных полиномов Лежандра) $N = M = 180$. Табличные значения нормированных гравитационных коэффициентов выражения (4) $C_{n,m}$ и $S_{n,m}$ определены в [4, 5] и других источниках. Графическое представление матрицы возвышений поверхности геоида над поверхностью референц-эллипсоида отражено на рис. 2.

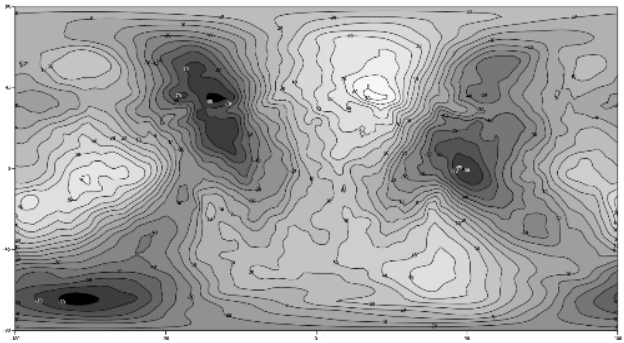


Рис. 2. Геометрическое представление матрицы возвышений поверхности геоида над поверхностью референц-эллипсоида (величина высот указана в метрах)

Аналитическое представление функции $F_2(\phi,\lambda)$ осуществляется путем аппроксимации рельефа местности рядом Фурье в двумерном ортонормированном базисе сферических функций:

$$F_2(\varphi,\lambda)=\sum_{n=0}^{N}\left[\sum_{m=0}^{M}\left[RR_{n,m}(\varphi,\lambda)\cdot A_{n,m}+SS_{n,m}(\varphi,\lambda)\cdot B_{n,m}\right]\right],$$

где

$$RR_{n,m}(\varphi,\lambda)=P'_{n,m}(\varphi)\cdot\cos(m\cdot\lambda);\quad SS_{n,m}(\varphi,\lambda)=P'_{n,m}(\varphi)\cdot\sin(m\cdot\lambda). \qquad (7)$$

В выражении (7) присоединенные нормированные функции Лежандра определяются в соответствии с выражением

$$P'_{n,m}(\varphi)=\begin{cases}\sqrt{\dfrac{2n+1}{4\cdot\pi}}\cdot P_{n,m}(\sin(\varphi))\cdot\sqrt{\cos(\varphi)}, \text{ если } m=0,\\ \dfrac{P_{n,m}(\sin(\varphi))\cdot\sqrt{\cos(\varphi)}}{\sqrt{\dfrac{(n+m)!\cdot 2\pi}{(n-m)!\cdot(2n+1)}}}, \text{ в противном случае.}\end{cases} \qquad (8)$$

Предпочтительность представления (8) объясняется выполнением условия ортонормированности сферических функций $RR_{n,m}(\phi,\lambda)$ и $SS_{n,m}$.

Коэффициенты полинома (7) $A_{n,m}$ и $B_{n,m}$ определяются в соответствии с известными отношениями [6]

$$A_{n,m}=\int_{-\pi/2}^{\pi/2}\int_{0}^{2\pi} fr(\phi,\lambda)\cdot RR_{n,m}(\phi,\lambda)d\lambda d\phi;$$

$$B_{n,m}=\int_{-\pi/2}^{\pi/2}\int_{0}^{2\pi} fr(\phi,\lambda)\cdot SS_{n,m}(\phi,\lambda)d\lambda d\phi, \qquad (9)$$

где $fr(\phi,\lambda)$ – исходная функция, характеризующая зависимость высоты рельефа местности от геоцентрических координат ϕ,λ, величины которой определяются с помощью цифровых карт местности.

На практике интегрирование выражений (9) производится численно с помощью квадратурной формулы Гаусса [7], причем для наиболее точного нахождения значения интеграла предлагается задавать число весов и узлов интегрирования, равное 100. Табличные данные отражающие значения нулей полиномов Лежандра, необходимых для такого интегрирования, представлены в [8].

Решение условной оптимизационной задачи (1) с учетом ограничения (2) в виде равенства осуществляется методом множителей Лагранжа [9], позволяющим определить стационарные точки поставленной задачи оптимизации. Функция Лагранжа запишется в виде

$$L(r,\varphi,\lambda,\mu)=f(r,\varphi,\lambda)+\mu\cdot\left(F_1(\varphi,\lambda)+F_2(\varphi,\lambda)-r\right)\rightarrow\min_{r,\varphi,\lambda,\mu}. \qquad (10)$$

Нахождение переменных r,ϕ,λ,μ, значения которых доставляют безусловный оптимум целевой функции (10), осуществляется на основе известного итерационного градиентного релаксационного метода второго порядка Ньютона–Рафсона [9], обладающего квадратичной скоростью сходимости.

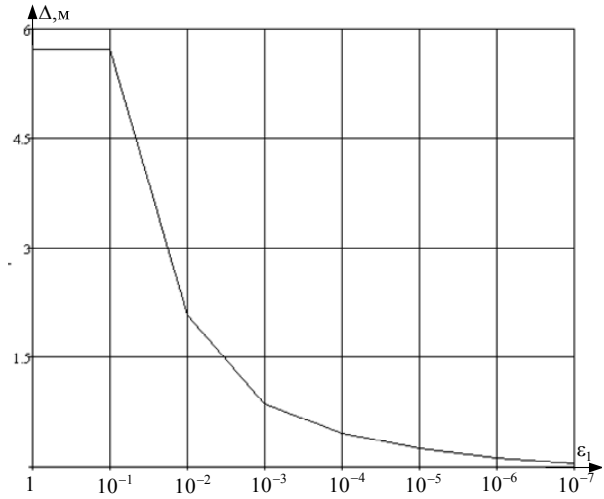


Рис. 3. График зависимости точности вычисления координаты точки ИНИ от ε_1

График зависимости точности вычисления координаты точки ИНИ от погрешности ε_1, задаваемой для итерационного алгоритма решения задачи (10), основанного на методе Ньютона–Рафсона, представлен на рис. 3.

Таким образом, представленный подход позволяет учесть реальную модель земной поверхности и рельеф местности для наиболее точного определения местоположения ИНИ. Направлениями дальнейшего исследования, обеспечивающими повышение точности определения координат ИНИ, являются:

1. Разработки алгоритма определения в реальном масштабе времени положения ИСЗ №1 и ИСЗ №2 в прямоугольной системе координат (X,Y,Z), что в свою очередь требует наличия дополнительной сети спутниковой связи, включающей как минимум три земных станции спутниковой связи, разнесенные в пространстве на несколько сотен километров.

2. Проведение многократных оценок в разные промежутки времени положения ИНИ с последующим усреднением полученного результата.

3. Разработки алгоритма максимально правдоподобной оценки корреляционной функции сигналов, максимум которой определяет $\Delta\tau_1$, $\Delta\tau_2$ – временные задержки приема сигнала между направлениями ОЗС – КА №1 – ИНИ и ОЗС – КА №2 – ИНИ, ОЗС – КА №1 – ИНИ и ЗСМ – КА №2 – ИНИ соответственно.

ЛИТЕРАТУРА

1. Могучев В.И. Дифференциальная пеленгация земных станций через геостационарный спутник // Электросвязь. 2004. № 6. С. 14–18.

2. Ho K.C. Solution and performance analysis of geolocation by TDOA / K.C. Ho, Y.T. Chan // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Vol. 29, № 4, October 1993. P. 1311–1322.

3. Yang Z.B. PSO based passive satellite location using TDOA and FDOA measurements / Z.B. Yang, Y. Qiu, A.N. Lu // 10th IEEE/ACIS International Conference on Computer and Information Science. 2011. P. 251–254.

4. Интернет-сайт http://earth-info.nga.mil/GandG/wgs84/gravitymod/egm2008/index.html.

5. Department of Defense World System 1984. DMA Technical Report. U.S. Geological Survey. October. 1993. 179 p.

6. Янке Е. Специальные функции / Е. Янке, Ф. Эмде, Ф. Лёш / пер. с англ., под ред. Л.И. Седова. М.: Наука, 1964. 344 с.

7. Мышенков В.И. Численные методы. Ч. 1 / В.И. Мышенков, Е.В. Мышенков. М.: МГУЛ, 2001. 120 с.

8. Лебедев В.И. О вычислении интегралов в смысле главного значения, весов и узлов квадратурных формул Гаусса / В.И. Лебедев, О.В. Бабурин // Журнал вычислительной математики и математической физики. 1965. № 3, Т. 5. С. 454–462.

9.Полак Э. Численные методы оптимизации. Единый подход / пер. с англ. Ф.И. Ерешко; под ред. И.А. Вателя. М.: Мир, 1974. 376 с.

ВЛИЯНИЕ ОТРАЖЕНИЯ СИГНАЛОВ ОТ ЭЛЕМЕНТОВ МЕСТНОСТИ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В КОСМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ

А.С. Сафонов, студент, М.В. Миронов, ассистент
г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, anton23651@rambler.ru

В настоящее время планируется разработка пассивных систем радиомониторинга и радиотехнической разведки наземных источников радиоизлучения. Основными задачами таких систем являются обнаружение излучения источника и оценка его координат. Точность оценки координат зависит от нескольких факторов: искажений сигнала при распространении в пространстве, отражений от предметов местности, шумов различного рода происхождения и т.д. Целью работы является исследование влияний отражений на точность оценки параметров сигналов и обработка сигналов, отраженных от местности. За неимением возможности проведения эксперимента на практике для космических систем радиотехнической разведки можно будет провести инверсный эксперимент, для этого в качестве источника излучения будем использовать аппараты спутниковой навигационной системы GPS. Но в качестве приемников использовать платы SiGe GN3S, так как обычные потребительские навигационные приемники выдают координаты местоположения и не предоставляют возможности получить сам сигнал и обработать его. А специализированные платы навигационных приемников SiGe GN3S позволяют принимать сырые данные GPS (то есть смесь необработанных сигналов), оцифровывать и сохранять в бинарный файл на компьютере посредством интерфейса USB. SiGe GN3S состоит из двух различных интегральных схем. После того как сигнал принят на антенну, он поступает на вход первой интегральной схемы SiGe 4120, где происходит усиление принятого сигнала, демодуляция и перенос на промежуточную частоту. Получившийся сигнал передается на микроконтроллер EZ-USB FX2LP, после этого посредством USB-кабеля данные передаются на ЭВМ, где в последующем их можно сохранять и обрабатывать при помощи математического пакета MatLab.

В наличии имеются две платы навигационных приемников, при их помощи попытаемся из смеси принятых сигналов выделить основной сигнал и обнаружить сигналы, отраженные от предметов местности. Мы будем использовать антенны с узкой диаграммой направленности. Первую антенну направим вертикально вверх, чтобы она принимала только прямой сигнал. Вторую – вдоль земной поверхности, она будет принимать сигналы как отраженные, так и прямой сигнал со

спутника. В ходе обработки будем вычислять корреляционную функцию и как следствие должны разделить прямой сигнал от отраженных сигналов. Для того чтобы произвести обработку принятых данных, необходимо сформировать псевдослучайный код спутника GPS. Код GPS в двоичных символах приведен на рис. 1.

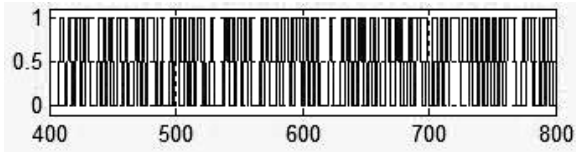


Рис. 1. Код GPS в двоичных символах

Затем следует посчитать его автокорреляционную функцию и пронаблюдать автокорреляционный пик. Автокорреляционная функция кода GPS приведена на рис. 2.

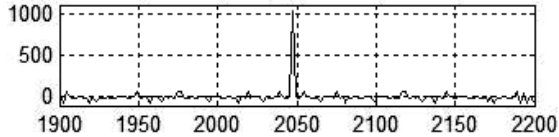


Рис. 2. Автокорреляционная функция кода GPS

Далее можно сформировать псевдослучайный шум. Псевдослучайный шум приведен на рис. 3.

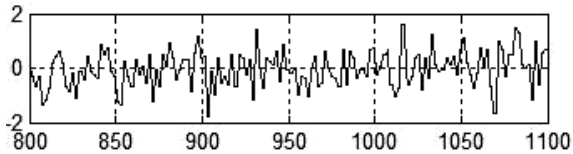


Рис. 3. Псевдослучайный шум

Затем – вычислить его автокорреляционную функцию и пронаблюдать автокорреляционный пик. Автокорреляционная функция шума приведена на рис. 4.

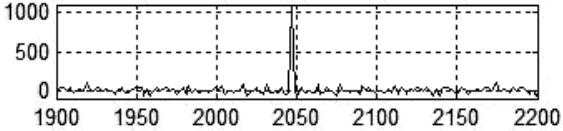


Рис. 4. Автокорреляционная функция шума

Наконец можно посчитать взаимную корреляцию кода спутника GPS и шума, пик не должен появиться. Взаимная корреляция кода GPS и шума приведена на рис. 5.

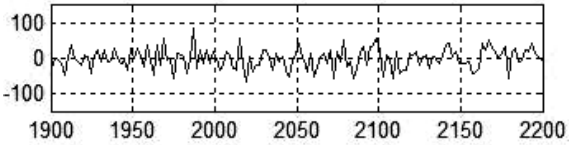


Рис. 5. Взаимная корреляция кода GPS и шума

В результате на фоне шума корреляционным методом можно обнаружить сигнал. В случае когда принимается сигнал с нескольких спутников и нужно выделить сигнал какого-то одного спутника, считаем взаимную корреляцию суммы сигналов со всех спутников и сигнала со спутника, который нужно определить, и наблюдаем корреляционный пик искомого сигнала. График взаимной корреляции кодов одиннадцати спутников и кода тринадцатого спутника приведен на рис. 6.

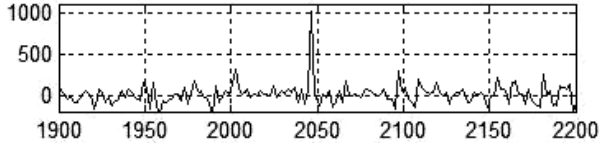


Рис. 6. Взаимная корреляция кодов 11 спутников и кода 13

Заключение. Были выполнены моделирование сигналов спутниковой радионавигационной системы GPS, вычисления автокорреляционной функции сигнала одного спутника и взаимной корреляционной функции смеси сигналов от нескольких спутников и кода одного спутника. В настоящее время проводится моделирование процесса оценки отраженных сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ворошилин Е.П. Определение координат источников радиоизлучения разностно-дальномерным методом с использованием группировки низкоорбитальных малых космических аппаратов / Е.П. Ворошилин, М.В. Миронов, В.А. Громов // Докл. Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. Томск: В-Спектр, 2010. № 1(21), Ч. 2. С. 23–28.

2. Конин В.В. Спутниковые системы навигации: учеб. пособие / В.В. Конин, Л.А. Конина. Киев, 2008. 286 с.

АНАЛИЗАТОР ПАРАМЕТРОВ ИСТОЧНИКОВ СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ КОСМИЧЕСКИХ СИСТЕМ

А.А. Савин, доцент, В.И. Тисленко, проф.
г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, saasavin@mail.ru

Разработан анализатор навигационных сигналов. Анализатор предназначен для высокоточной калибровки генераторов (имитаторов) сигналов в формате ГНСС ГЛОНАСС [1] и GPS NAVSTAR [2]. Прибор построен на базе цифрового осциллографа (ЦО) реального времени LeCroy WaveMaster 820Zi. Частота дискретизации в режиме анализа составляет 8 ГГц. Разрядность АЦП равна 8, минимальный дискрет 0,625 мВ. Осциллограф используется для записи сигналов на двух отрезках времени. Длительность каждого отрезка составляет 16 мс. Интервал времени между отрезками равен 1 с. На первый вход (к1) осциллографа подается суммарный сигнал генератора, состоящий из n навигационных сигналов (НС). Для запуска осциллографа используется сигнал метки времени «1с» (триг). Синхронизация шкал времени анализатора и испытуемого генератора выполняется путем подачи опорного сигнала (Оп) генератора на второй вход осциллографа (к2). Частота опорного сигнала 5, 10 или 100 МГц. Схема измерительной установки показана на рис. 1. Управление режимами работы генератора и осциллографа выполняет управляющая ЭВМ (УЭВМ).

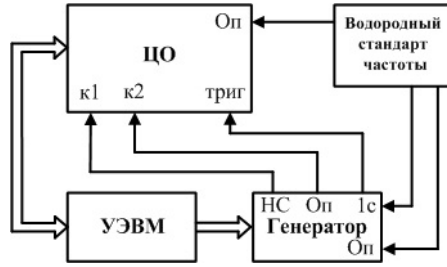


Рис. 1. Установка для калибровки генераторов и имитаторов навигационных сигналов

Обработка сигналов выполняется специальной программой [3–19]. Для каждого из n сигналов формируются оценки основных параметров: амплитуда, несущая частота, начальная фаза, задержка сигнала модуляции. Алгоритм обработки учитывает искажения сигналов при распространении от источника в приемник. Измерение S-параметров радиотракта передачи сигналов выполнено на векторном анализаторе цепей Agilent Technologies E8364B.

Программное обеспечение анализатора содержит программный имитатор сигналов. Имитатор максимально приближен к реальным

условиям работы прибора. Свойства имитируемых процессов совпадают со свойствами реальных сигналов и помех. Использованы записи реальных шумов измерений. Квантование по уровню соответствует разрядности осциллографа. С помощью имитатора выполнено моделирование и исследование разработанных алгоритмов анализа сигналов. Получены статистические характеристики ошибок оценок времени задержки, скорости изменения времени задержки для сигналов несущей частоты и модуляции. Исследования выполнены для сигналов с полосой от 0,511 до 10,23 МГц. Амплитуда сигнала менялась в пределах от 0,5 до 20 мВ. Получены зависимости среднеквадратической погрешности (СКП) определения времени задержки от амплитуды: при амплитуде 1 мВ и полосе сигнала 0,511 МГц СКП не более 40 пс; при амплитуде 1 мВ и полосе сигнала 10,23 МГц СКП не более 10 пс. Максимальная погрешность оценки фазы несущего колебания $1{,}5^{o}$. Погрешность оценки несущей частоты не хуже 3 мГц. Погрешность оценки амплитуды менее 10%.

В экспериментальной части работы проведена калибровка эталонного имитатора сигналов ГЛОНАСС (ЭИНС-ГБ) [20]. Уровень сигнала калибровочного выхода генератора –60 дБм. Получена таблица поправок для нормальных условий. Выполнены исследования характеристик имитатора ГЛОНАСС/GPS МРК-40М. Зависимость характеристик имитатора от температуры получена в климатической камере Excal 14024. Температура среды составляла: 10, 25 и 40 ^{o}C.

ЛИТЕРАТУРА

1. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС. Интерфейсный контрольный документ. Навигационный сигнал. Редакция 5.1. М., 2008 [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.spacecorp.ru/directions/ glonass/control_document.

2. Global positioning system, Interface specification IS-GPS-200F. Sep. 2011, Available: http://www.gps.gov/technical/icwg.

3. Kalman R.E. A new approach to linear filtering and prediction problems // Trans. ASME. J. Basic Eng. Vol. 82D. P. 34–45. March 1960.

4. Oppenheim A.V., Schafer R.W., Stockham T.G. Nonlinear Filtering of multiplied and convolved signals // Proc. IEEE. 1968. Vol. 56, № 8. P. 1264–1291.

5. Sage A.P., Melsa J.L. System identification. New-York: Academic Press Inc., 1970.

6. Sage A.P., Melsa J.L. Estimation theory with application to communication and control. New-York: McGraw-Hill. 1971. P. 529.

7. Schwartz S.C. The estimator-correlator for discrete-time problems // IEEE Trans. Inform. Theory. 1977. Vol. IT-23, № 1. P. 93–100.

8. Oppenheim A.V., Schafer R.W. Discete-Time Signal Processing // Englewood Cliffs. N.J.: Prentice-Hall, 1989.

9. Verhaegen M., Van Dooren P. Numerical aspects different kalman filter implementations // IEEE Trans. No Automatic Control. 1986. Oct. Vol. AC-31, № 10. P. 907–917.

10. Orfanidis S.J. Optimum signal processing: An introduction, second edition. N.J.: McGraw-Hill Publishing. 2007.

11. Heckler G.W., Garrison J.L. SIMD correlator library for GNSS software receiver, GPS Solutions. 2000. Vol. 3. P. 58–64.

12. El-Rabbany A. Introduction to GPS: The Global Positioning System / Artech House publisher. Boston. 2002. P. 193.

13. Fridmann A., Semenov S. Architectures of software GPS receivers. GPS Solutions. Oct. 2000. P. 58–64.

14. Sharawi M.S., Akos D., Aloi D. On the estimation of C/No for a GPS L1 signal in the presence of interference and limited quantization levels // IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems. Jan. 2007. Vol. 43. № 1. P. 227–238.

15. Lin D.M., Tsui J.B.Y. Comparison of acquisition methods for software GPS receiver, Proceeding of the 13th International Technical Meeting ION GPS-2000. P. 2385–2390. Sep. 2000.

16. Verhagen S. Studying the performance of global navigation satellite systems: A new software tool. GPS World. Vol. 13. June 2002. P. 60–65.

17. Tsui J.B.Y. Fundamentals of global positioning system receivers / A software approach. N.J.: John Wiley & Sons, May 2000.

18. Parkinson B.W., Spilker Jr. J.J. Global positioning system: Theory and applications. Vol. 1 and 2: American Institute of Aeronautics and Astronautics. Inc., 1996.

19. Pany T. Navigation signal processing for GNSS software receivers. Norwood: Artech House, 2010.

20. Донченко С.И., Блинов И.Ю., Сильвестров И.С. Комплекс средств фундаментального и метрологического обеспечения ГЛОНАСС // Мир измерений. 2012. № 4 (134). С. 12–20.

ОБРАБОТКА СЛУЖЕБНОЙ ИНФОРМАЦИИ L1/L2 В СИСТЕМАХ СЕМЕЙСТВА LTE В УСЛОВИЯХ ОТСУТСТВИЯ ИНФОРМАЦИИ О НАЧАЛЬНОЙ ИНИЦИАЛИЗАЦИИ

Н.Н. Чурбанов, Д.Е. Степанов

г. Орел, Академия ФСО России

При проведении анализа и обработки сигналов LTE в условиях радиоразведки на первоначальном этапе важным становится анализ распределения данных различных абонентов внутри каждого фрейма. Для этого необходимо произвести оценку размещения и кодирования DCI (downlink control information – служебная информация нисходящего направления), ограниченную отсутствием знаний о большинстве временных параметров идентификации.

Процесс кодирования и модуляции DCI представлен на рис. 1 [1, с. 180].

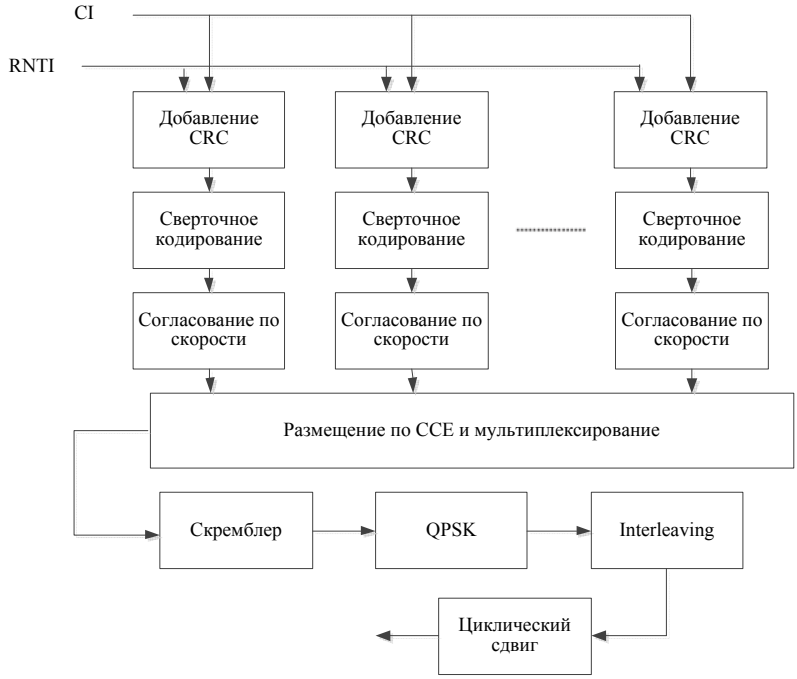


Рис. 1. Формирование PDCCH ресурса на основе CI и RNTI

К DCI-сообщению добавляется CRC-последовательность, которая складывается по модулю два $Q(l,cif,rnti)$ с RNTI (radio network temporary identifier – временный идентификатор радиосети). В зависимости от режима работы и направления RNTI, используемый для каждого DCI-сообщения, связан с текущей сессией абонента и неизвестен третьей стороне, за исключением Si-RNTI, описывающего общесистемные сообщения и представленного шестнадцатиразрядным числом в шестнадцатеричной системе исчисления 0xFFFF [2, с. 77].

Для облегчения поиска стартовой позиции DCI сообщения внутри PDCCH ресурса используются так называемые «элементы служебного канала» (CCEs), каждый из которых включает в себя 72 бита. Далее данные элементы группируются по 1, 2, 4 и 8, определяя тем самым возможные стартовые позиции поиска. Согласно этим кратностям формируется пространство поиска, в котором в зависимости от режима, CCE-сдвига и длины поиска осуществляются попытки обработки.

В общем случае пространство поиска математически можно представить выражением (1)

$$L\left\{(Y_k + m')\bmod\left\lfloor N_{\mathrm{CCE},k}/L\right\rfloor\right\} + i\,, \qquad (1)$$

где Y_k – для общего пространства поиска равно 0, для ассоциированного пространства поиска (2) –

$$Y_k = \left(A \cdot Y_{k-1}\right)\bmod D\,, \qquad (2)$$

где $Y_{-1} = n_{\mathrm{RNTI}} \neq 0$; $A = 39827$; $D = 65537$; $k = \left\lfloor n_{\mathrm{s}}/2\right\rfloor$; n_{s} – текущий номер слота.

Размеры пространств поиска и число PDCCH кандидатов для каждого уровня агрегации представлены в таблице [3, с. 87–90].

Известными априорными данными для обработки PDCCH в условиях ведения радиоразведки является полоса сигнала (количество выделенных радиоблоков) и, как следствие, размер возможных типовых структур DCI. Например, при использовании полосы 10 МГц возможные размеры – 13, 27, 28, 31, 41, 43.

Таким образом, для слепого декодирования DCI необходимо произвести максимизацию многомерной целевой функции $Q(S_k, cif, l, rnti)$ при заданном пространстве поиска, переборе возможных вариантов значений CIF (carrier indicator field) и длин типовых структур, а также подстановке RNTI в диапазоне [0, 65537]. Значением функции $Q(S_k, cif, l, rnti)$ в каждой точке многомерного пространства является инвертированная оценка выжившей минимальной метрики пути сверточного декодера.

Пространства поиска

Пространство поиска $S_k^{(L)}$			Число PDCCH кандидатов $M^{(L)}$
Тип	Уровень агрегации L	Размер [CCEs]	
Ассоциированный	1	6	6
	2	12	6
	4	8	2
	8	16	2
Общий	4	16	4
	8	16	2

ЛИТЕРАТУРА

1. Dahlman E., Parkvall S. 4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband. Oxford: Academic Press, 2011. 431 с.

2. Sesia Stefania. LTE – The UMTS Long Term Evolution. London: Wiley, 2009. 611 с.

3. GPP TS 36.213:Technical specification, Evolved Universal Terrestrial Radio Access (E-UTRA), Physical layer procedures – 3GPP Organizational Partners, 2011. 120 с.

ОБОБЩЕННАЯ СХЕМА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НИСХОДЯЩЕГО НАПРАВЛЕНИЯ СЕМЕЙСТВА СТАНДАРТОВ LTE FDD ПРИ ОТСУТСТВИИ ИНФОРМАЦИИ О НАЧАЛЬНОЙ ИНИЦИАЛИЗАЦИИ СОЕДИНЕНИЯ

Д.Е. Степанов, Н.Н. Чурбанов

г. Орел, Академия ФСО России

В настоящий момент в Российской Федерации активно развивается сегмент сетей четвертого поколения мобильной связи стандарта LTE. Ввиду повсеместного развёртывания сетей нового типа встает вопрос о возможности обработки стека протоколов LTE в режиме тестирования отдельных элементов сети при отсутствии информации о начальной инициализации соединения и полной топологии.

В нисходящем направлении в стандарте LTE применяется сигнальная технология, основанная на мультиплексировании с ортогональным частотным разнесением (OFDM). Особенностью формирования сигналов OFDM является выделение ортогональных поднесущих посредством преобразования Фурье и введение защитных интервалов во временной области с целью минимизации межсимвольной интерференции. Основными проблемными моментами обработки физического уровня нисходящего направления LTE следует признать следующие:

– возможная потеря ортогональности в частотной области, что требует точного фазового и частотного согласования приемника и передатчика в полосе обработки;

– искажения, обусловленные различием частоты дискретизации передатчика и приемника;

– определение стартовой позиции OFDMA символа на приемной стороне и выбор правильного циклического сдвига, с целью компенсации межсимвольной интерференции [1, с. 30–32].

В общем виде сигнал OFDM на приемной стороне можно представить как (1):

$$y_n = \overline{\frac{1}{N}} \sum_{k=0}^{N-1} z_k R_N \left[k \right] H_k e^{j\frac{2\pi[k+\delta_f]n}{N}}, \qquad (1)$$

где $R_N[k]$ – фильтрующая функция передатчика; H_k – передаточная функция канала для k-й поднесущей; $\delta_f = \dfrac{\Delta f}{f_{\Delta sc}}$ – частотный сдвиг, приведенный к шагу частотной сетки.

После преобразования Фурье получим (2):

$$Y_l = \frac{1}{N}\sum_{k=0}^{N-1} z_k R_N[k] H_k \sum_{n=0}^{N-1} e^{j\frac{2\pi[k+\delta_f - l]n}{N}}. \qquad (2)$$

Таким образом, целочисленный частотный сдвиг будет выражен

$$Y_l = z_{k-\delta_f} R_N[k] H_{k-\delta_f}. \qquad (3)$$

Преобразовав выражение (2), оценим дробную часть частотного сдвига

$$Y_l = \frac{1}{N} z_l R_N[l] H_l \frac{\sin(\pi\delta_f)}{\sin\left(\dfrac{\pi\delta_f}{N}\right)} e^{j\frac{2\pi\delta_f(N-1)}{N}} + \\ + \frac{1}{N}\sum_{\substack{k=0 \\ k\neq l}}^{N-1} z_k R_N[k] H_k (-1)^{k-l} \bullet \frac{\sin(\pi\delta_f)}{\sin\left(\dfrac{\pi(k-l+\delta_f)}{N}\right)} e^{j\frac{2\pi(k-l+\delta_f)(N-1)}{N}}. \qquad (4)$$

В выражении множитель $\dfrac{\sin(\pi\delta_f)}{\sin\left(\dfrac{\pi\delta_f}{N}\right)}$ характеризует дробную часть частотного сдвига, а множитель $e^{j\frac{2\pi(k-l+\delta_f)(N-1)}{N}}$ показывает константный поворот фазы оценки сигнала.

Ошибку оценки позиции отсчета во временной области можно выразить как

$$t = \varepsilon T_s + (n + mN)(1-\delta_t)T_S, \qquad (5)$$

где ε – сдвиг при приеме во временной области относительно старта символа; δ_t – тактовая ошибка.

Включив все три основные ошибки для OFDM-сигнала на поднесущей l, получим

$$z_m(n) = \frac{1}{N} e^{j2\pi\delta_f\left(m(1-\delta_t)+\frac{\varepsilon}{N}\right)} \sum_{k=0}^{N-1} X_m(k) H_k e^{j2\pi k\left(m(1-\delta_t)+\frac{\varepsilon}{N}\right)} \times$$

$$\times e^{j\pi\left((1-\delta_t)(k+\delta_f)-l\right)\frac{N-1}{N}}\ \frac{\sin\left[\pi\left((1-\delta_t)(k+\delta_f)-l\right)\right]}{\sin\left[\pi\left((1-\delta_t)(k+\delta_f)-l\right)/N\right]}. \qquad (6)$$

Таким образом, учитывая специфику сигналов LTE нисходящего направления для первичной синхронизации, необходимо произвести следующие процедуры:

1) грубая синхронизация во временной области – определение начала слота и дробного частотного сдвига, используя корреляционную свертку на основе циклической приставки;

2) оценка целочисленного частотного сдвига при помощи корреляционной свертки в частотной области с первичной синхропоследовательностью;

3) определение стартовой позиции фрейма и конечное формирование идентификатора рабочей ячейки, используя корреляционную свертку в частотной области со вторичной синхропоследовательностью;

4) исправление тактового сдвига после вышеизложенных процедур, используя процедуру короткой корреляционной свертки на основе циклической приставки;

5) осуществление поворота фазы на каждом символе внутри фрейма (на основе вычисления ошибки между полученными оценками и предполагаемыми значениями пилотов);

6) тактовая синхронизация на основе оценки значений пилотов и сдвигового регистра;

7) коррекция амплитудно-частотной характеристики канала [2, с. 52–54].

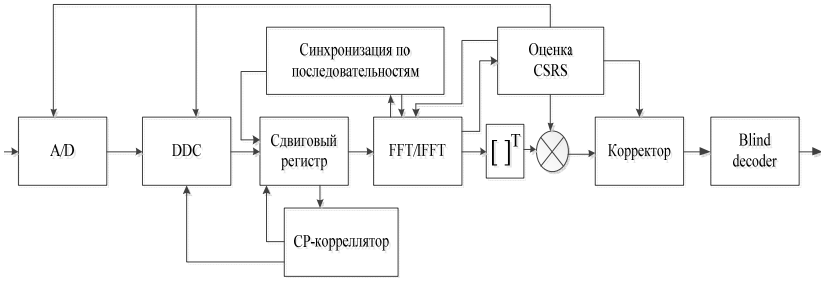


Рис. 1. Обобщенная схема демодуляции нисходящего направления системы LTE FDD

Для дальнейшего демультиплексирования служебной и полезной нагрузки при отсутствии информации о начальной инициализации используется метод параллельного слепого декодирования, в основе ко-

торого лежит стандартная процедура LTE «blind decoding», усиленная перебором возможных вариантов многоантенных режимов и идентификаторов RNTI, а также имеющая обратную связь по турбодекодеру и подуровню системы L1/L2.

Обобщенная схема системы представлена на рис. 1.

ЛИТЕРАТУРА

1. Dahlman E., Parkvall S. 4G LTE/LTE-Advanced for Mobile Broadband. Oxford: Academic Press, 2011. 431 с.

2. Sesia Stefania. LTE – The UMTS Long Term Evolution. London: Wiley, 2009. 611 с.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ РАЗНОСТНО-ВРЕМЕННОГО МЕТОДА ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА НАЗЕМНЫХ ТРАССАХ

А.М. Свиридов, студент 5-го курса РТФ

г. Томск, ТУСУР, radcliff@mail.ru

Современные системы определения направления на источник радиоизлучения (ИРИ) построены с использованием известных способов пеленгования: амплитудного, фазового, частотного и временного [1–3]. Каждый из этих способов имеет свои достоинства и недостатки.

Целью данного сообщения являются результаты экспериментальной оценки точности разностно-временного метода пеленгования источника излучения в условиях наземных трасс.

Разностно-временной метод пеленгования основан на измерении разности времен приема сигналов от ИРИ двумя разнесенными антеннами, образующих базу измерительной системы. Структурная схема такого пеленгатора приведена на рис. 1. При отклонении положения ИРИ от перпендикуляра к центру базы l возникает разность хода сигналов $r = r_1 - r_2$, где r_1 и r_2 – расстояния от ИРИ до первой и второй антенн соответственно.

Запаздывание сигналов пропорционально этой разности хода и равно $\Delta t = \frac{l \sin\alpha}{c}$, где c – скорость света, α – пеленг на ИРИ.

Значение пеленга α относительно центра базы вычисляется по формуле

$$\alpha = \arcsin\frac{\Delta t \cdot c}{l}, \qquad (1)$$

где l – база измерительной системы – расстояние между антеннами.

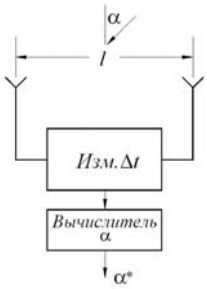


Рис. 1. Структурная схема разностно-временного пеленгатора

Измеритель интервалов времени формирует несмешанную оценку $\Delta\tilde{t}$ разности времен прихода сигналов с математическим ожиданием $E[\Delta\tilde{t}]=\Delta t$ и дисперсией $\sigma^2_{\Delta\tilde{t}}$.

Разложив выражение (1) в ряд Тейлора и ограничиваясь первыми двумя членами, получим

$$\tilde{\alpha}=\alpha\frac{c}{l\cdot\cos\alpha}(\Delta\tilde{t}-\Delta t)+\frac{c^2\sin\alpha}{2\cdot l^2\cdot\cos^3\alpha}(\Delta\tilde{t}-\Delta t)^2.$$

Так как $E[\Delta\tilde{t}]=\Delta t$, то

$$E[\tilde{\alpha}]=\alpha+\frac{c^2\sin\alpha}{2\cdot l^2\cdot\cos^3\alpha}\sigma^2_{\Delta\tilde{t}},$$

$$\sigma_{\tilde{\alpha}}\approx\frac{c}{l\cdot\cos\alpha}\sigma_{\Delta\tilde{t}}. \qquad (2)$$

График зависимости, построенный по формуле (2) для различных измерительных баз пеленгатора при $\alpha = 0$, приведен на рис. 2.

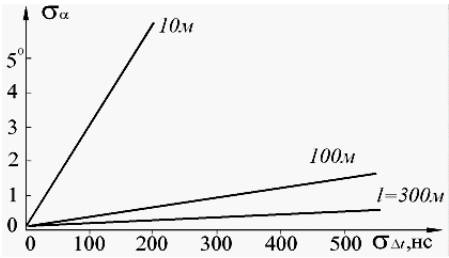


Рис. 2. Зависимость СКО пеленга от СКО разности времени прихода для различных измерительных баз пеленгатора

Для оценки точности рассматриваемого метода пеленгования ИРИ на наземных трассах был проведен эксперимент в условиях слабопересеченной местности при наличии растительности вблизи г. Томска (деревня Кандинка) в трехсантиметровом диапазоне волн на трассах различной протяженности.

На рис. 3 представлена карта-схема района проведения эксперимента.

Комплекс аппаратуры состоял из ИРИ (импульсной РЛС трехсантиметрового диапазона типа РПК-1) и одной измерительной установки.

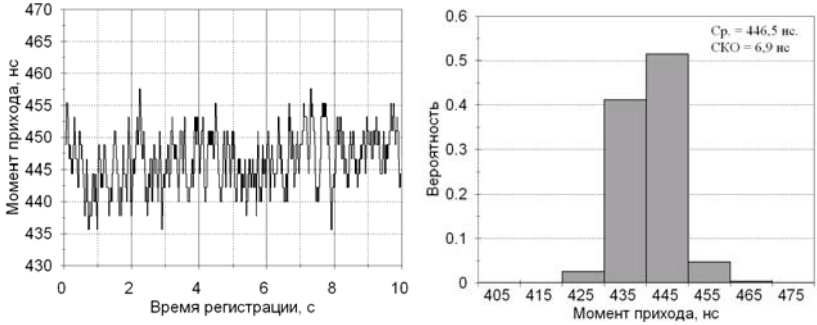
В эксперименте проводилось измерение времени прихода импульсного сигнала сеансами на каждой трассе при ориентации антенны ИРИ на измерительную установку при вертикальной и горизонтальной поляризации излучаемого сигнала.

Приемное устройство представляло собой рупорно-параболическую антенну, с выхода которой ориентация поляризации сигнала составляла 45 град.

Рис. 3. Карта-схема района экспериментальных исследований

Поскольку в эксперименте для оценки пеленга использовалось не взаимное запаздывание сигнала в пространственно разнесенных антеннах, а время распространения сигнала от источника до одной приемной антенны, то представлялось возможным вместо изменения размера базы пеленгатора изменять положение источника, а измеренное время распространения на трассе использовать для сравнения на разных позициях, имитируя тем самым набор различных баз. Характер трасс при этом практически оставался неизменным.

На рис. 4, *а*, *б* и 5, *а*, *б* для примера приведены измеренные в пункте приема моменты прихода сигнала (*а*) и соответствующие им распределения в виде гистограмм (*б*) для вертикальной и горизонтальной поляризации излученного сигнала при расположении источника в п. Кандинка 2.



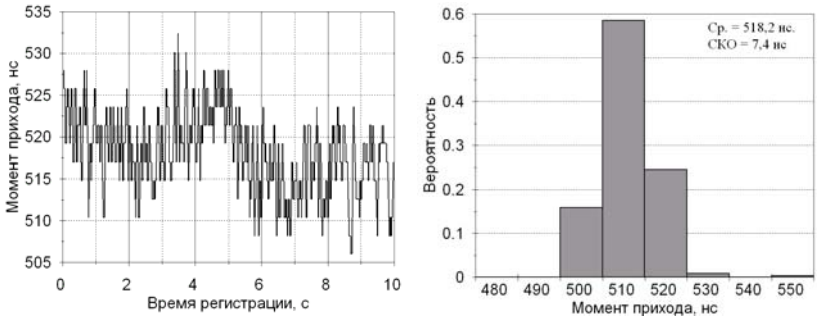
а *б*

Рис. 4. Моменты прихода сигнала (*а*) и их распределение (*б*) за сеанс измерения при излучении сигнала вертикальной поляризации

Среднеквадратическое отклонение пеленга вычислялось по формуле (2), где $\sigma_{\Delta\tilde{t}}$ рассчитывалась как

$$\sigma_{\Delta\tilde{t}} = \sqrt{\sigma_1^2 + \sigma_2^2}\,, \qquad (3)$$

где σ_1 и σ_2 – СКО моментов прихода импульсного сигнала, на первой и второй трассах распространения радиоволн соответственно.



а *б*

Рис. 5. Моменты прихода сигнала (*а*) и их распределение (*б*) за сеанс измерения при излучении сигнала горизонтальной поляризации

Рассчитанные по формуле (2) значения СКО пеленга (точки на графиках) для разных размеров баз и аппроксимирующие кривые этих значений при излучении сигнала ИРИ вертикальной и горизонтальной поляризации приведены на рис. 6 и 7 соответственно.

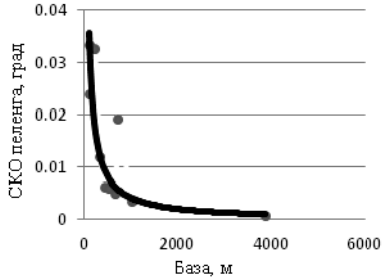


Рис. 6. Зависимость СКО пеленга от базы – вертикальная поляризация

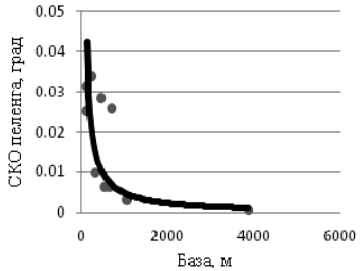


Рис. 7. Зависимость СКО пеленга от базы – горизонтальная поляризация

Из графиков видно, что увеличение базы пеленгатора приводит к уменьшению СКО пеленга. Влияние трассы распространения на СКО пеленга не значительно даже при изменении поляризации излучаемого сигнала. Полученные данные не противоречат приведенным выше теоретическим зависимостям для данных условий проведения экспериментальных измерений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гришин Ю.П., Ипатов В.П., Казаринов Ю.М. и др. Радиотехнические системы / Под. Ред. Ю.М. Казаринова. М.: Высшая школа, 1990. 496 с.

2. Стахов Е.А., Стахов Е.Е. Бортовые интерферометрические антенные устройства аппаратуры управления воздушным движением // Авиационная техника. Казань, 2004. №4.

РАСЧЁТ СРЕДНЕГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В СЛОИСТО-НЕОДНОРОДНОЙ АТМОСФЕРЕ

Ф.Н. Захаров, аспирант
г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, fzakharov89@gmail.com

В настоящее время в задачах, связанных с распространением радиоволн (РРВ), возникает необходимость заранее спрогнозировать зоны радиовидимости. Это позволит во многих случаях учесть нежелательные эффекты, связанные с РРВ.

Для того чтобы спрогнозировать зоны радиовидимости, существует много методов и моделей. Наиболее универсальными методами, которые учитывают основные эффекты при РРВ, являются сеточные методы решения волнового параболического уравнения (ПУ) [1, 2].

При численном решении ПУ необходимо учитывать коэффициент преломления атмосферы, значения которого нужно знать в каждом узле расчётной сетки. Для реальных трасс введение высотного профиля рефракции на каждом шаге невозможно, поэтому измеряют параметры среды на определённых дальностях, а затем используют различные виды интерполяции [2]. Данный детерминированный подход имеет один существенный недостаток – реальная среда непостоянна во времени и поэтому измеренные значения коэффициента преломления становятся неактуальными через некоторый промежуток времени. В этом случае, чтобы вновь провести расчёты электромагнитного поля (ЭМП) с высокой точностью, нужно опять проводить измерения параметров среды, что существенно усложняет использование данных моделей.

В связи с этим для учёта неоднородностей атмосферы предлагается использовать не конкретные значения коэффициента преломления, а его статистические характеристики, которые изменяются во времени достаточно медленно. Тогда и рассчитываться будет не отдельная реализация ЭМП, а его среднее значение и функция когерентности. В литературе получены уравнения параболического типа для среднего поля и функции когерентности [3, 4], но данные уравнения получены для ряда простых типичных моделей и аналитически решаются при достаточно сильных ограничениях на параметры неоднородной среды. Поэтому основными методами решения ПУ остаются численные методы. На данный момент эта задача не решена.

Трудность численного решения ПУ для статистических характеристик заключается в том, что на трассах большой протяженности требуются очень большие вычислительные затраты, на несколько порядков превышающие те, что требуются для реализации детерминированного случая.

Для расчёта среднего поля рассмотрим слоисто-неоднородную среду. Чтобы учесть протяжённые горизонтальные неоднородности среды РРВ, сведём их к локальным неоднородностям в каждом узле расчётной сетки. Вариации диэлектрической проницаемости среды можно представить в виде суммы регулярной и случайной составляющих $\tilde{\varepsilon}(x)=\varepsilon(x)-1=\tilde{\varepsilon}_p+\tilde{\varepsilon}_c(x)$. Полагаем, что флуктуации $\tilde{\varepsilon}_c(x)$ имеют нулевое математическое ожидание и распределены по нормальному закону с дисперсией σ_ε^2 и интервалом корреляции вдоль трассы l_ε.

Воспользуемся первым приближением метода геометрической оптики (МГО) для лучей, распространяющихся вдоль оси *Ox*. В этом случае флуктуации фазы и уровня волны распределены по нормальному закону, а дисперсия уровня значительно меньше дисперсии фазы [4]. Тогда, пренебрегая дифракцией в поперечном направлении, комплексная огибающая напряженности поля на одном шаге по дальности Δx будет определяться следующим выражением:

$$u(\Delta x,n\cdot\Delta z)=u_0(\Delta x,n\cdot\Delta z)\cdot\exp\left[\int_0^{\Delta x} ik\frac{\tilde{\varepsilon}_c(\xi)}{2}d\xi\right], \qquad (1)$$

где $u_0(\Delta x,n\cdot\Delta z)$ – поле в однородной среде; n – номер узла сетки по высоте. Математическое ожидание выражения (1) имеет следующий вид:

$$\overline{u}(\Delta x,n\cdot\Delta z)=u_0(\Delta x,n\cdot\Delta z)\cdot\exp\left[-\frac{\sqrt{2\pi}k^2\sigma_\varepsilon^2 l_\varepsilon\Delta x}{8}\right]. \qquad (2)$$

Экспоненциальный множитель в выражении (2) выступает как коэффициент ослабления среднего поля вдоль луча, т.е. как коэффициент экстинкции. Согласно (2) среднее поле убывает тем быстрее, чем больше дисперсия флуктуаций σ_ε^2 и/или интервал корреляции l_ε.

В [4] показано, что выражение (1) справедливо за пределами применимости приближения МГО, когда флуктуации уровня не малы и когда нельзя пренебречь дифракционными эффектами. Таким образом, используя выражение (2), можно протяжённые горизонтальные неоднородности среды РРВ свести к локальным.

Основываясь на этих известных положениях, была разработана программа численного расчета множителя ослабления как для регулярной составляющей поля, так и для СКО его случайной составляющей.

На рис. 1 представлены результаты расчёта множителя ослабления для среднего и случайного полей. Расчёты проводились с использованием быстрого преобразования Фурье над ровной (рис. 1, *а*) и неровной (рис. 1, *б*) земной поверхностью при следующих параметрах: длина трассы РРВ D = 1 км, высота области расчёта H = 128 м, размер

сетки по дальности $\Delta x = 1$ м, по высоте $\Delta z = 0{,}5$ м, длина волны $\lambda = 0{,}1$ м, среднеквадратическое отклонение индекса преломления равно 20 *N*-ед., интервал корреляции l_ε постоянный и равен 300 м. СКО неровностей поверхности 1 м, интервал корреляции неровностей поверхности 300 м; источник сигнала располагался на высоте 5 м над поверхностью Земли и имел диаграмму направленности антенны гауссовой формы шириной 3 град. Учет неровностей земной поверхности основан на методе «вращающегося» параболического уравнения [1].

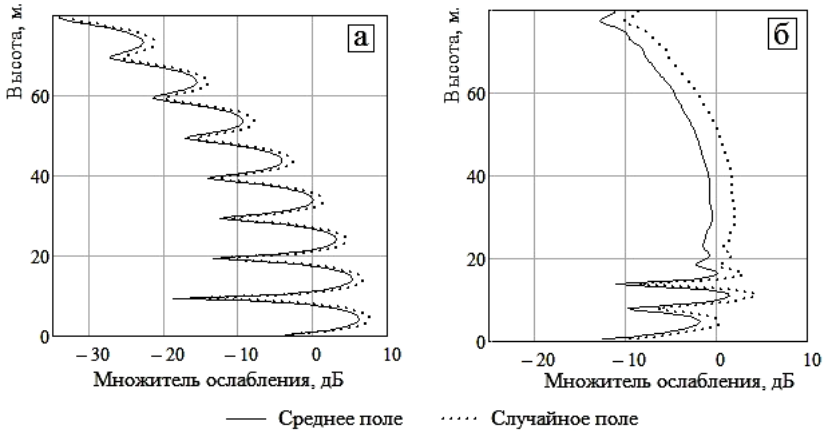


Рис. 1. Пример расчёта множителя ослабления для случая ровной (*а*) и неровной (*б*) подстилающей поверхности

Расчеты, проведенные для разных дальностей, подтверждают, что среднее поле затухает с ростом дальности быстрее чем в свободном пространстве [4], за счет перекачки энергии в его неупорядоченную (флуктуирующую) часть.

ЛИТЕРАТУРА

1. Levy M. Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation. London: The IEE, 2000. 336 p.

2. Barrios A.E. Parabolic Equation Modeling in Horizontally Inhomogeneous Environments // IEEE Trans. Ant. and Prop. 1992. Vol. 40, № 7. P. 791–797.

3. Алексеев В.Н., Фролов В.М. Уравнения для статистических моментов волнового поля в случайно-неоднородной среде // Акустический журнал. 1972. Т. 18, вып. 4. С. 506–512.

4. Рытов С.М., Кравцов Ю.А., Татарский В.И. Введение в статистическую радиофизику. Ч. 2. Случайные поля. М.: Наука, 1978. 464 с.

СЕКЦИЯ 2

ЗАЩИЩЕННЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

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

РАЗРАБОТКА IP_АТС НА БАЗЕ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ASTERISK

А.А. Артеменко, студент каф. РТС
Научный руководитель А.М. Голиков, доцент каф. РТС, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, gol@rts.tusur.ru
Проект ГПО РТС-1102

Это современная технология передачи голосовых данных через Интернет, синонимом данного термина является также слово VoIP – Voice over IP. Ранее существовали две отдельные системы: телефония и Интернет, которые работали в разных кабельных системах и практически не пересекались друг с другом. Проще говоря, для работы с Интернетом и разговоров использовались разные устройства и разные кабели. В работе используется новейшее программное обеспечение Asterisk.

Asterisk IP-PBX – свободное решение компьютерной телефонии с открытым исходным кодом от компании Digium, первоначально разработанное Марком Спенсером. Приложение работает на операционных системах Linux, FreeBSD и Solaris. Имя проекта произошло от названия символа «*» (звездочка, астериск).

Asterisk в комплексе с необходимым оборудованием обладает всеми возможностями классической АТС, поддерживает множество VoIP протоколов и предоставляет богатые функции управления звонками:

- голосовую почту;
- конференции;
- интерактивное голосовое меню (IVR);
- центр обработки вызовов (постановка звонков в очередь и распределение их по агентам, используя различные алгоритмы);
- запись (CDR)

и прочие функции.

В Интернете существует множество версий Asterisk как в исходных кодах так и уже подготовленные дистрибутивы для легкой установки. Поэтому первый вопрос, который возникает, что ставить? Дистрибутив из исходных кодов я бы порекомендовал только «маньякам», у которых много свободного времени, или для каких-то специфических задач. Для простых же сисадминов я предлагаю воспользоваться специальными дистрибутивами. На сегодняшний день мне известны следующие:

- AsteriksNOW,
- TrixBox,
- Elastix.

Как работает система IP-телефонии?

Вообще система IP-телефонии построена на стандартной для Интернета пакетной системе: то есть голос преобразуется в файлы, которые группируются в пакеты и пересылаются по адресу. Достигнув пункта назначения, они декодируются обратно. Пакетизация звуковых файлов, их передача и расшифровка возможны благодаря существования особого сетевого протокола – IP, откуда и появилось само названию IP-телефонии. Протокол передачи файлов – это своеобразный язык, код, на котором происходит общение в Интернете. Вообще существует множество протоколов для передачи различного рода данных. Разные по своему типу файлы передаются и поддерживаются различными протоколами [1].

В чем разница между обычной телефонией и IP?

Когда вы говорите по телефону, вы снимаете трубку и набираете номер с одной целью – поговорить. Причем вы разговариваете с одним собеседником по выделенной и подключенной телефонной линии. Когда вы разговариваете в Интернете, вы просто посылаете собеседнику пакеты с определенной информацией, которая дешифровывается на компьютере адресата. Интересно, что пакеты доходят каждый своим путем, затем они группируются по номерам и декодируются.

Почему IP становится дешевле?

Для того, чтобы подключить телефон, требуется создать телефонную станцию, провести провода, закрепить телефонную линию и обеспечить слаженную работу спутников связи. Все это приводит к росту затрат для «входа на рынок», поэтому в большинстве стран телефония и ее обеспечение является государственной монополией. IP-телефония использует существующие телефонные связи, но использует их гораздо более рационально. Так, при обычной телефонии по одной линии может перемещаться только один сигнал. В случае с IP-телефонией стала возможной передача сразу нескольких сигналов, что

позволяет более полно использовать существующие ресурсы. Проще говоря, в IP-телефонии по одному проводу могут общаться несколько человек одновременно.

Схема работы IP-телефонии такова: сервер принимает телефонный сигнал, трансформирует его и отправляет на другой телефонный сервер, где сигнал преобразуется обратно. Телефонные серверы могут связаться с любыми телефонами и любыми компьютерами в мире. Важно, что все операции: шифровка, передача и дешифровка – происходят практически одновременно, что обеспечивает полнодуплексный разговор. Универсальность телефонных серверов позволяет создавать различные конфигурации и выстраивать передачу различных данных так, как нужно. Для обеспечения универсальности работы телефонных серверов во всем мире в 1996 году был принят международный стандарт в области технологий видеоконференций для IP-телефонии – ITU-T H.323, который регулирует сети пакетной коммутации.

Asteriks может работать как с аналоговыми линиями (FXO/FXS модули), так и с цифровыми (ISDN, BRI и PRI – потоки T1/E1). С помощью определённых компьютерных плат (наиболее известными производителями которых являются Digium, Sangoma, OpenVox, Rhino, AudioCodes) Asteriks можно подключить к высокопропускным линиям T1/E1, которые позволяют работать параллельно с десятками и сотнями телефонных соединений. Полный список поддерживаемого оборудования для соединения с телефонной сетью общего пользования определяется поддержкой оборудования в модулях ядра, например: DAHDI, акроним «Digium Asteriks Hardware Device Interface» (ранее назывался Zaptel) [1], разрабатывается параллельно с Asterisk компанией Digium.

mISDN, разрабатывается Карстеном Кайлом (англ. Karsten Keil) из команды SuSE и компанией Beronet.

CAPI.

Поддерживаются следующие протоколы:

- SIP,
- H.323,
- IAX2,
- MGCP,
- Skinny/SCCP,
- XMPP (Google Talk),
- Unistim,
- Skype, через коммерческий канал.

Возможно транслировать текст и видеосигналы (например, использовать видеофон). Кроме того, реализована работа с другими компьютерными протоколами:

1. DUNDi – протокол, также разработанный Digium.
2. OSP.
3. T.38, поддерживается передача факсов.

Поддержка широкого спектра оборудования и компьютерных протоколов позволяет организовывать огромное количество сценариев взаимодействия сетей, получения и обработки информации.

Настройка и программирование производятся с помощью нескольких механизмов: диалплан, который пишется на специальном языке. Доступна как старая версия, так и новая – AEL, а также на языке Lua.

Стандартный функционал, который обеспечит установка IP ATS Asterisk в офисе организации:

1. Астериск может не только вести, но и длительное время хранить записи всех телефонных разговоров.
2. Мониторинг текущего разговора в реальном времени (прослушка).
3. Условная и безусловная переадресация вызовов.
4. Имеется возможность создания голосового меню (автосекретарь, голосовое меню любой сложности и вложенности).
5. Присутствует голосовая почта с отправкой записей на e-mail.
6. Поддерживается прием и отправка факсов в электронном виде.
7. Сбор данных для биллинговой системы, детализация звонков (CDR).
8. Внутри отдельно взятого офиса возможна организация полноценного Call-центра со всем необходимым функционалом.
9. Поддержка всех популярных протоколов VoIP: sip, iax, h.323, skype, jabber, google talk (в том числе с поддержкой видеосвязи, а также пересылки текста и изображений).
10. Возможность удаленного подключения пользователя для совершения телефонного звонка.
11. Возможность создания 3-Way конференций (конференция из 3 человек) и конференц-комнат (3+ человек одновременно).
12. Паркинг телефонных звонков.
13. Черные списки телефонных номеров.
14. Возможность автодозвона или обзвона сразу большого количества абонентов;
15. Программирование сложной логики управления звонками (в зависимости от действий абонента, времени, номера и др.).
16. Широкие функциональные возможности в создании дополнительных модулей АТС для реализации Ваших нужд.

В проекте разрабатываются различные схемы построения IP_АТС для малых офисов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Меггелен Дж., Мадсен Л., Смит Дж. Asterisk: будущее телефонии. 2-е. изд. / Пер. с англ. СПб.: Символ-Плюс, 2009. 656 с.

СИСТЕМА ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ГЕОРАДИОЛОКАТОРА ПРИ ПОДПОВЕРХНОСТНОМ ЗОНДИРОВАНИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

Е.Ю. Барков, студент каф. РТС

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

г. Томск, ТУСУР, gol@rts.tusur.ru

Проект ГПО РТС-1201

Целью подповерхностного зондирования является обнаружение, определение местоположения и классификация объектов и структур искусственного и естественного происхождения, находящихся под слоем диэлектрического материала (почва, скальные породы, пресная или морская вода, пресноводный или морской лед и т.д.).

Принцип действия георадара основан на излучении широкополосных наносекундных импульсов, приеме сигналов, отраженных от границ раздела, такими границами раздела в исследуемых средах являются, например, контакт между сухими и влагонасыщенными грунтами (уровень грунтовых вод), контакты между породами различного литологического состава, между породой и материалом искусственного сооружения, между мерзлыми и талыми грунтами, между коренными и рыхлыми породами и т.д. (схема образования волновой картины представлена на рис. 1), на обработке принятых сигналов и последующем измерении временных интервалов между отраженными импульсами. Формирование зондирующих сигналов, имеющих 1,5–2 периода колебаний, осуществляется методом ударного возбуждения антенны перепадом напряжения с фронтом наносекундной длительности.

Подповерхностное зондирование применяется в археологии, геофизике, при оценке состояния дорог и железнодорожного полотна, поиске захороненных органических тел, неразорвавшихся снарядов и других боеприпасов, локализации канализационных труб и коммуникационных сетей, а также для решения других задач.

Такими границами раздела в исследуемых средах являются, например, контакт между сухими и влагонасыщенными грунтами (уровень грунтовых вод), контакты между породами различного литологического состава, между породой и материалом искусственного соору-

жения, между мерзлыми и талыми грунтами, между коренными и рыхлыми породами и т.д. (схема образования волновой картины представлена на рис. 1).

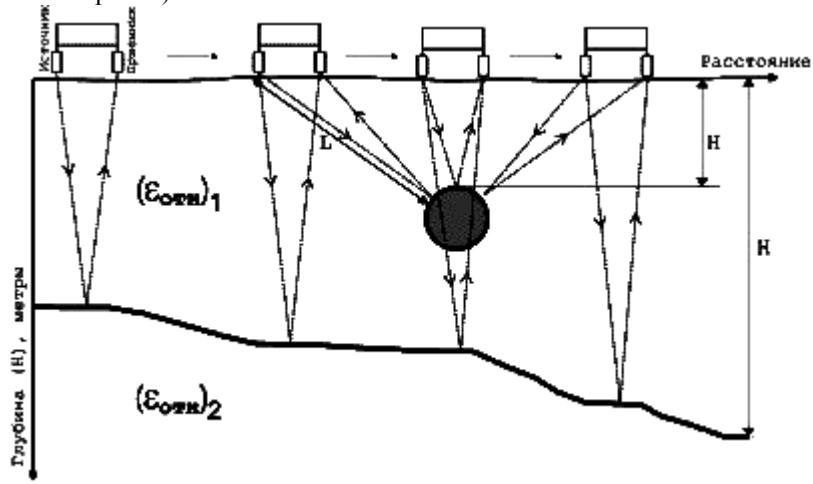


Рис. 1. Схема образования волновой картины

Результатом георадиолокационного обследования является набор одиночных трасс (сигналов), зарегистрированных приемной антенной при каждом положении георадара. Обычно этот набор трасс отображается методом переменной плотности, то есть в виде изображения – радарограммы. Горизонтальная ось радарограммы – это ось профиля (в метрах). Вертикальная ось радарограммы – это ось времени с началом в момент посылки зондирующего импульса. Цвет каждого пикселя соответствует уровню амплитуды сигнала.

Необходимость дальнейшей обработки радарограмм объясняется несколькими причинами. Во-первых, для решения инженерных задач необходимо иметь зависимость амплитуды сигнала от глубины его отражения, тогда как исходная радарограмма представляет собой зависимость амплитуды сигнала от времени отражения. Во-вторых, необходимо избавляться от различного рода помех, скрывающих полезный сигнал.

При обработке радарограмм используются следующие виды преобразований:

1. Традиционные преобразования, основанные на теории цифровой обработки сигналов.

2. Нахождение сигнала прямого прохождения между антеннами и вычитание его из всех записанных сигналов.

3. Частотная фильтрация.
4. Усреднение сигналов.
5. Коррекция амплитуд.
6. Преобразование Гильберта.
7. Синтез апертуры.
8. Деконволюция.
9. Вейвлет-преобразование.
10. Преобразования, основанные на алгоритмах обработки изображений, в том числе миграция.
11. Преобразования на основе морфологического анализа и теории хаоса.

Вейвлет-преобразование – это математический инструмент для иерархической декомпозиции функций. С помощью вейвлетов функции представляются как композиция грубой низкочастотной аппроксимации и уточняющих компонент (деталей), представляющих отсутствующие в аппроксимации элементы графика функции. Вне зависимости от вида функции (изображение, кривая, поверхность) вейвлет представляет функцию как иерархию уровней отображения с различной точностью детализации. В процедурах предобработки изображений вейвлет-преобразование используется для уменьшения уровня шумов, анализа текстур, выделения контуров объектов и сжатия изображений.

Вейвлет-преобразование сигнала – это его представление в виде обобщенного ряда Фурье или интеграла Фурье по системе базисных функций, локализованных как в пространственной, так и в частотной областях. Примером такой базисной функции может служить вейвлет Хаара, который определяется выражением

$$\varphi(t)=\begin{cases}1, \text{ при } 0\le t\le 1/2,\\ -1, \text{ при } 1/2\le t\le 1,\\ 1, \text{ при } t<0,\ t>1.\end{cases}$$

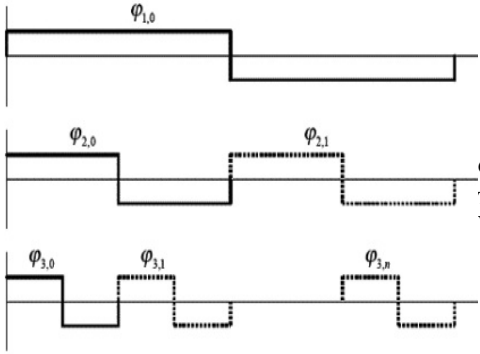


Рис. 2. Вид базисных функций Хаара для различных масштабов

Реализация вейвлет-преобразования возможна в системе LabVIEW и IMAQ Vision.

Рассмотрим процесс разложения сигнала $F(t)$ в системе базисных функций Хаара.

Первая базисная функция, в отличие от всех последующих, представляет собой прямую линию. В случае нормированного базиса $\{\square n(t)\}$ свертка первой базисной функции с исходным сигналом будет определять его среднее значение. Последующие базисные функции разложения Хаара представляют собой масштабируемые по степени 2, сдвинутые «ступеньки».

Реализуем систему базовых функций Хаара в системе LabVIEW и IMAQ Vision (рис. 3) [1].

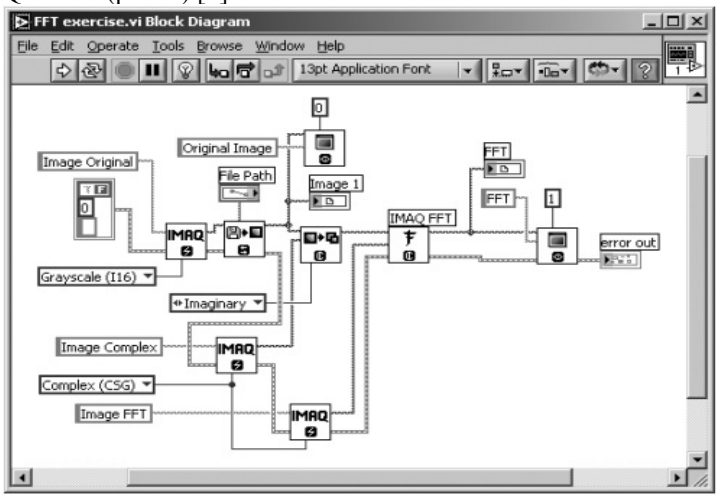


Рис. 3. Реализация системы базовых функкийций Хаара в системе LabVIEW и IMAQ Vision

Вейвлет-преобразования хорошо зарекомендовали себя при обработке изображений, улучшении качества и четкости изображения, в частности, при обработке изображений подповерхостного зондирования. Определенно за вейвлет-обработкой – будущее. В дальнейшем её алгоритмы будут совершенствоваться, что, несомненно, позволит намного улучшить качество распознавания и интерпретации объектов на снимках, полученных с георадиолокатора и из других источников, что заметно облегчит работу с обработкой в любой области её применения.

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.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ МОРСКОГО РАДИОЛОКАТОРА НА ФОНЕ ВЗВОЛНОВАННОЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ

Д.В. Ерофеев, студент

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

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

Проект ГПО РТС-1201

Цель работы и область возможного использования результатов: исследовать методы цифровой обработки сигналов. Разработать алгоритм обработки сигнала морской РЛС в виде изображений с помощью вейвлет-фрактальной фильтрации. Данный алгоритм должен обеспечивать снижение уровня шума и волн в сигнале, представленном в виде изображения.

Исходные данные представляют собой сигнал от морской РЛС, записанный в бинарном виде; программу для тестового просмотра сигнала от РЛС; программу, имитирующую отображение на индикаторе РЛС.

Фрактал (лат. *Fractus* – дроблёный, сломанный, разбитый) – геометрическая фигура, обладающая свойством самоподобия, т.е. составленная из нескольких частей, каждая из которых подобна всей фигуре целиком. В математике под фракталами понимают множества точек в евклидовом пространстве, имеющие дробную метрическую размерность (в смысле Минковского или Хаусдорфа), либо метрическую размерность, отличную от топологической.

В данном проекте будет рассмотрена фильтрация изображений с помощью вейвлет-преобразований. В качестве изображения будет выступать радиолокационный сигнал, который представляет собой бинарный файл результатов радиолокации морской поверхности с берега. При радиолокации морской поверхности важным фактором является не только уменьшение шума, но и фильтрация волн на поверхности. И это возможно лишь при совмещении пространственного и частотного анализа, для этого отлично подходят вейвлет-функции.

Также возможно к обработанному вейвлет-преобразованием изображению применить дополнительные алгоритмы.

Основными оцениваемыми характеристиками являются отношение сигнал / шум и дисперсия шума.

Фильтрация изображений с помощью вейвлет-преобразований

Вейвлеты – это математические функции, позволяющие анализировать различные частотные компоненты данных.

У каждого вейвлета есть свое имя, название (Haar, Doubechies, Coyflets и некоторые другие).

Алгоритм вейвлет-обработки изображения можно свести к построению фильтров вейвлетной декомпозиции и реконструкции (рис. 1, 2).

Рис. 1. Коэффициенты декомпозиции

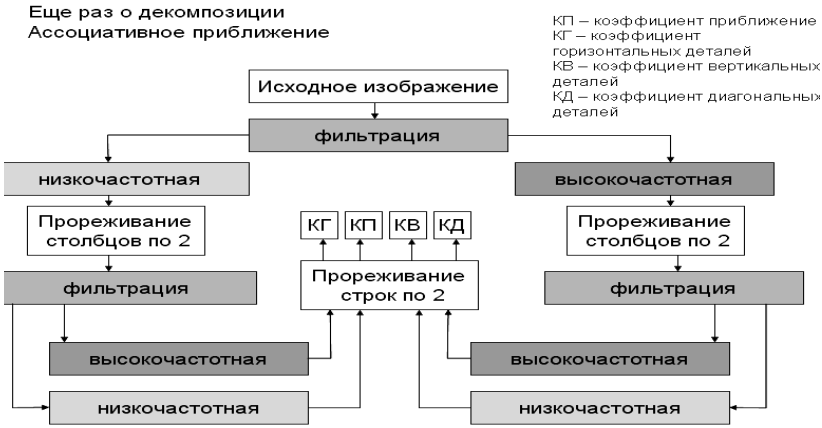


Рис. 2. Декомпозиция. Ассоциативное приближение

В результате применения этих фильтров к изображению получаем 4 вектора, в которые записываются коэффициенты фильтров, осуществляющих соответственно высокочастотную и низкочастотную декомпозиции, высокочастотную и низкочастотную реконструкции.

Подобно преобразованию Фурье, вейвлетные преобразования могут применяться при решении задач широкого спектра – от обнаружения контуров и до сглаживания изображений.

Предоставлена простая программа для тестирования «k_Durchsicht.exe» (рис. 3).

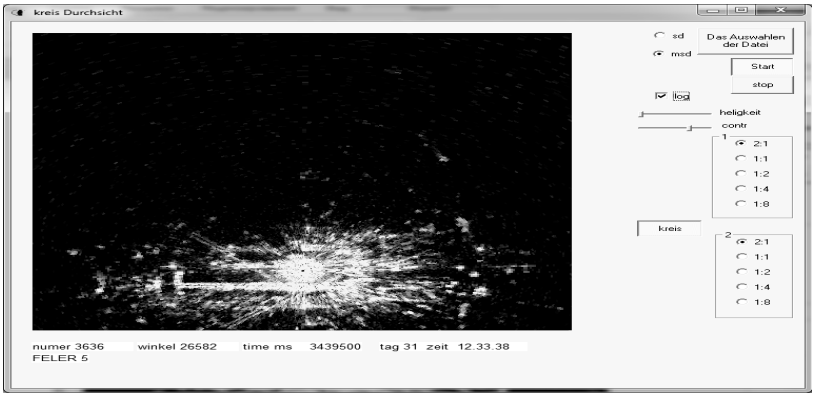


Рис. 3. Пример работы программы. На рисунке видно волнение моря

Обработка изображений:

1. Преобразование изображения в негативы.
2. Логарифмическое преобразование яркости изображения.
3. Растяжение контрастности.

Далее идет обработка с применением вейвлет-фильтрации, для этого используются различные вейвлет-функции.

Далее выбирается наилучшая функция, параметрами для выбора служат гистограммная эквализация, величина дисперсии шума и отношение сигнал/шум.

В результате вейвлет-фильтрации были уменьшены шумы и увеличено отношение сигнал/шум (рис. 4, 5).

При сравнении изображений видно, что количество шумов уменьшилось и цели стали более отчетливо видны.

Фильтрация изображений с помощью фрактального преобразования. Математическое понятие фрактала выделяет объекты, обладающие структурами различных масштабов, как больших, так и малых, и, таким образом, отражает иерархический принцип организации.

В основе этого понятия содержится одна очень важная идеализация действительности: фрактальные объекты самоподобны.

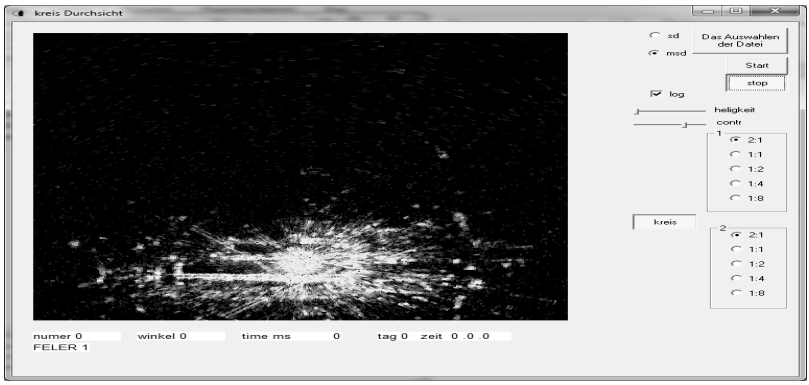


Рис. 4. Отображение исходного сигнала

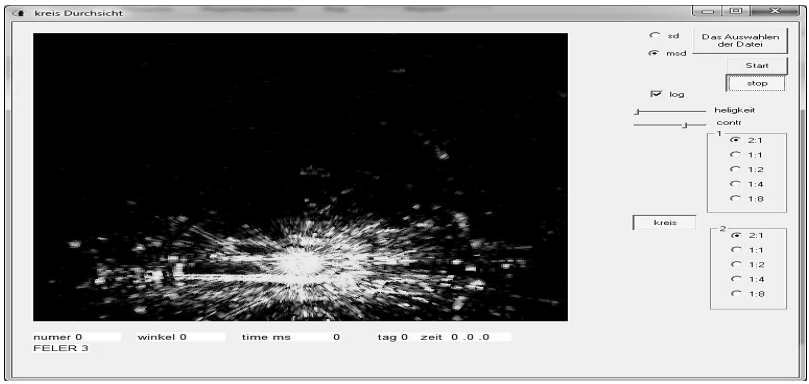


Рис. 5. Отображение сигнала, полученного после фильтрации

То есть фрактал – это структура, состоящая из частей, которые в каком-то смысле подобны целому. Существует критический показатель (фрактальная размерность). Отличительной особенностью фрактальной размерности является то, что она характеризует степень заполнения пространства, в которой существует фрактальная система. Большему значению фрактальной размерности соответствует большая степень заполнения изображения (его трехмерного представления). Для совершенно черного изображения фрактальная размерность будет равна $D = 2$, т.е. совпадать с топологической размерностью плоскости, а для изображения, имеющего одинаковую яркость всех пикселей, – $D = 3$ (топологическая размерность объема). Изображения в градациях серого будут иметь дробную фрактальную размерность.

В результате можно четко определить, например, границы льда и воды (рис. 6).

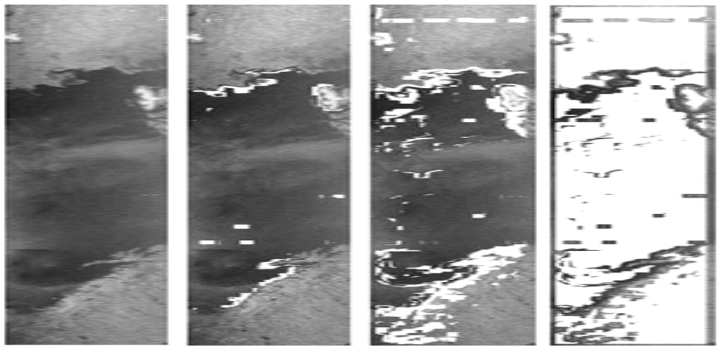


Рис. 6. Границы льда и воды при разных фрактальных размерностях: $D = 2{,}7–2{,}8$; $D = 2{,}8–2{,}9$; $D = 2{,}9–2{,}995$

Заключение. Фракталы и вейвлеты прекрасно зарекомендовали себя при обработке изображений, улучшении качества и четкости изображения. В дальнейшем планируется совместить вейвлет-обработку и фрактальную обработку изображений, что должно намного улучшить распознавание объектов на фотографиях и других изображениях. В таком случае работа с обработкой будет намного легче в любой области её применения.

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.

РАЗРАБОТКА АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ МЕТОДОВ СЖАТИЯ ВИДЕОИНФОРМАЦИИ НА БАЗЕ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНЫХ АЛГОРИТМОВ

Д.С. Есиков, студент каф. РЭТЭМ

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

г. Томск, ТУСУР, gol@rts.tusur.ru

Проект ГПО РТС-1201

Один и тот же алгоритм сжатия часто можно реализовать разными способами. Многие известные алгоритмы, такие как RLE, LZW или JPEG, имеют десятки различающихся реализаций. Кроме того, у алго-

ритмов сжатия бывает несколько явных параметров, варьируя которые, можно изменять характеристики процессов архивации и разархивации. При конкретной реализации эти параметры фиксируются, исходя из наиболее вероятных характеристик входных изображений, требований на экономию памяти, требований на время архивации и т.д. Поэтому у алгоритмов сжатия одного семейства лучший и худший коэффициенты сжатия могут отличаться, но качественно картина не изменится.

Английское название рекурсивного сжатия – wavelet. На русский язык оно переводится как волновое сжатие и как сжатие с использованием всплесков. Этот вид архивации известен довольно давно и напрямую исходит из идеи использования когерентности областей. Ориентирован алгоритм на цветные и черно-белые изображения с плавными переходами. Идеален для картинок типа рентгеновских снимков. Коэффициент сжатия задается и варьируется в пределах 5–100. При попытке задать больший коэффициент на резких границах, особенно проходящих по диагонали, проявляется «лестничный эффект» – ступеньки разной яркости размером в несколько пикселей.

Идея алгоритма заключается в том, что мы сохраняем в файл разницу – число между средними значениями соседних блоков в изображении, которая обычно принимает значения, близкие к 0.

Так, два числа a_{2i} и a_{2i+1} всегда можно представить в виде $b_{1i} = (a_{2i} + + a_{2i+1})/2$ и $b_{2i} = (a_{2i} - a_{2i+1})/2$. Аналогично последовательность a_i может быть попарно переведена в последовательность $b_{1,2i}$.

Разберем конкретный пример: пусть мы сжимаем строку из 8 значений яркости пикселей (a_i): (220, 211, 212, 218, 217, 214, 210, 202). Мы получим следующие последовательности b_{1i} и b_{2i}: (215,5; 215; 215,5; 206) и (4,5; –3; 1,5; 4). Заметим, что значения b_{2i} достаточно близки к 0. Повторим операцию, рассматривая b_{1i} как a_i. Данное действие выполняется как бы рекурсивно, откуда и название алгоритма. Мы получим из (215,5; 215; 215,5; 206): (215,25; 210,75) (0,25; 4,75). Полученные коэффициенты, округлив до целых и сжав, например, с помощью алгоритма Хаффмана с фиксированными таблицами, мы можем поместить в файл.

Заметим, что мы применяли наше преобразование к цепочке только два раза. Реально мы можем позволить себе применение wavelet-преобразования 4–6 раз. Более того, дополнительное сжатие можно получить, используя таблицы алгоритма Хаффмана с неравномерным шагом (т.е. нам придется сохранять код Хаффмана для ближайшего в таблице значения). Эти приемы позволяют достичь заметных коэффициентов сжатия.

Алгоритм для двумерных данных реализуется аналогично. Если у нас есть квадрат из 4 точек с яркостями $a_{2i,2j}$; $a_{2i+1,\,2j}$; $a_{2i,\,2j+1}$ и $a_{2i+1,\,2j+1}$, то

$$b_{ij}^1 = \left(a_{2i,2j} + a_{2i+1,2j} + a_{2i,2j+1} + a_{2i+1,2j+1}\right)/4;$$
$$b_{ij}^2 = \left(a_{2i,2j} + a_{2i+1,2j} + a_{2i,2j+1} + a_{2i+1,2j+1}\right)/4;$$
$$b_{ij}^3 = \left(a_{2i,2j} + a_{2i+1,2j} + a_{2i,2j+1} + a_{2i+1,2j+1}\right)/4;$$
$$b_{ij}^4 = \left(a_{2i,2j} + a_{2i+1,2j} + a_{2i,2j+1} + a_{2i+1,2j+1}\right)/4.$$

Используя эти формулы, мы для изображения 512×512 пикселей получим после первого преобразования 4 матрицы размером 256×256 элементов.

В табл. 1, 2 сведены воедино параметры различных алгоритмов сжатия изображений, рассмотренных нами выше.

Таблица 1

Сравнение алгоритмов

Алгоритм	Особенности изображения, за счет которых происходит сжатие
RLE	Подряд идущие одинаковые цвета: 2 2 2 2 2 2 15 15 15
LZW	Одинаковые подцепочки: 2 3 15 40 2 3 15 40
Хаффмана	Разная частота появления цвета: 2 2 3 2 2 4 3 2 2 2 4
CCITT-3	Преобладание белого цвета в изображении, большие области, заполненные одним цветом
Рекурсивный	Плавные переходы цветов и отсутствие резких границ
JPEG	Отсутствие резких границ
Фрактальный	Подобие между элементами изображения

Таблица 2

Параметры алгоритмов сжатия

Алгоритм	Сжатия	Симметричность по времени	На что ориентирован	Размерность
RLE	2; 2; 0,5	1	3, 4-битные	1D
LZW	000; 4; 5/7	1,2–3	1–8-битные	1D
Хаффмана	1,5; 1	1–1,5	8-битные	1D
CCITT-3	13(3); 5; 0,25	~1	1-битные	1D
JBIG	30 раз	~1	1-битные	2D
Lossless JPEG	2раза	~1	24-битные, серые	2D
JPEG	20 раз	~1	24-битные, серые	2D
Рекурсивное сжатие	2–200 раз	1,5	24-битные, серые	2D
Фрактальный	2–2000 раз	1000–10000	24-битные, серые	2,5D

В приведенной таблице отчетливо видны тенденции развития алгоритмов графики последних лет:

- ориентация на фотореалистичные изображения с 16 миллионами цветов (24 бита);

• использование сжатия с потерями, возможность за счет потерь регулировать качество изображений;

• использование избыточности изображений в двух измерениях;

• появление существенно несимметричных алгоритмов;

• увеличивающаяся степень сжатия изображений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Джефф Просис. Фракталы и сжатие данных // PC Magazine. 1994. Nov. 8. P. 289.

2. Уэлстид С. Фракталы и вейвлеты для сжатия изображений в действии. М.: Триумф, 2003. 320 с.

РАЗРАБОТКА АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

Д.С. Кудрин, студент

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

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

Проект ГПО РТС-1102

В данной работе описывается метод фрактальной обработки изображений, показана важность ее применения. Описан процесс вычисления фрактальной размерности и описана программа для вычисления фрактальной размерности, написанная на языке C++.

В настоящее время идет активная разработка различных методов цифровой обработки изображений. Одним из таких методов является фрактальный метод. Главным преимуществом этого метода является то, что фрактал является самоподобным объектом и инвариантен к изменению масштаба.

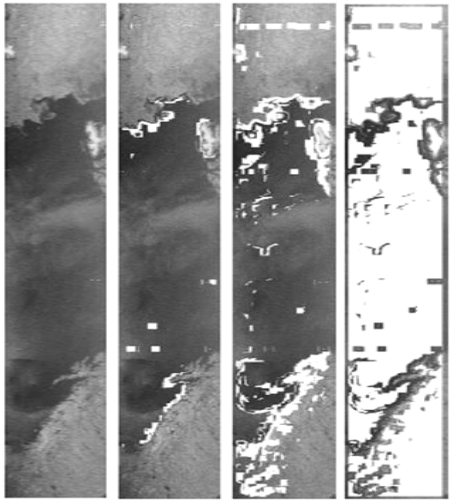
Любой из методов обработки изображений опирается на модель изображения или класса изображений. Роль модели изображения заключается в объективном описании наиболее значимых признаков класса изображений, позволяющих создать объективный алгоритм для вычислительных действий.

Прежде чем приступить к фрактальной обработке, необходимо создать фрактальную модель изображения. Для этого существует критический показатель – фрактальная размерность.

Отличительной особенностью фрактальной размерности является то, что она характеризует степень заполнения пространства, в которой существует фрактальная система. Большему значению фрактальной

размерности соответствует большая степень заполнения изображения. Для совершенно черного изображения фрактальная размерность будет равна $D = 2$, т.е. совпадать с топологической размерностью плоскости, а для изображения, имеющего одинаковую яркость всех пикселей, – $D=3$ (топологическая размерность объема). Изображения в градациях серого будут иметь дробную фрактальную размерность.

В результате можно четко определить, например, границы льда и воды (рис. 1).



В процессе исследования методов фрактальной обработки изображений была написана программа на языке программирования C++, которая способна вычислять фрактальную размерность изображения.

Рис. 1. Границы льда при разных фрактальных размерностях:
$D = 2, –2,8$;
$D = 2,8–2,9$;
$D = 2,9–2,995$

ЛИТЕРАТУРА

1. Методы компьютерной обработки изображений / Под ред. В.А. Сойфера. 2-е изд., испр. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2003. 784 с.

2. Новейшие методы обработки изображений / Под ред. А.А. Потапова. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. 496 с.

3. Привезенцев Д.Г., Жизняков А.Л. Фрактальная модель цифрового изображения // Алгоритмы, методы и системы обработки данных: сб. науч. тр. Изд.-полиграф. центр МИ ВЛГУ, 2010. Вып. 15. С. 147–152.

4. Привезенцев Д.Г., Жизняков А.Л. Выделение локальных признаков самоподобия цифрового изображения // Методы и устройства передачи и обработки информации. Изд.-полиграф. центр ВлГУ, 2010. №12. С. 54–58.

5. Уэлстид С. Фракталы и вейвлеты для сжатия изображений в действии: учеб. пособие. М.: Триумф, 2003. 320 с.

РАЗРАБОТКА АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ МЕТОДОВ ПОСТРОЕНИЯ ВИРТУАЛЬНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ LABVIEW

Р.Н. Назаренко, студент каф. РТС

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

г. Томск, ТУСУР, gol@rts.tusur.ru

Проект ГПО РТС-1102

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 кафедры.

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 большие возможности данной программной среды.

Программное обеспечение можно установить на таких операционных системах, как Linux, Mac OS, Solaris 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-фрактального преобразования на первом месте стоит обработка изображений. Во всех этих операциях применение вейвлет-фрактальной технологии дает явный выигрыш в сравнении с ранее известными средствами машинного зрения.

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 проводить реализацию алгоритма вейвлет-фрактальных преобразований и статистическую обработку сигналов с шумом.

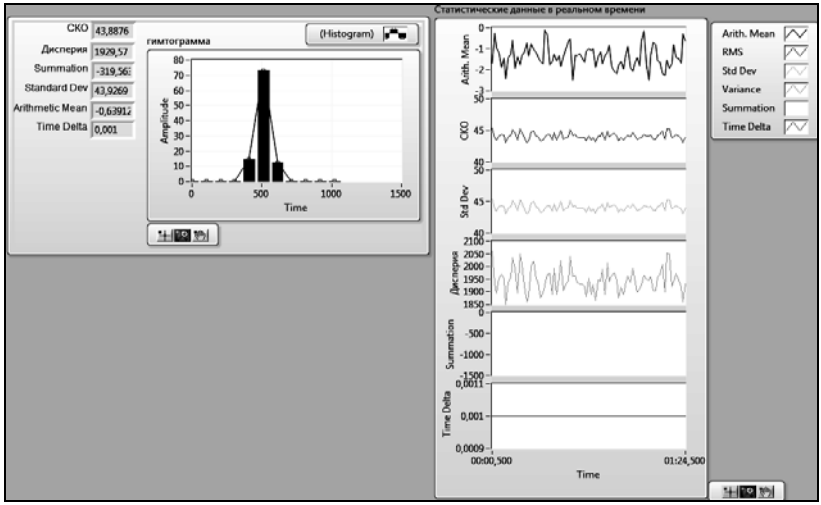


Рис. 1. Лицевая панель статистической обработки сигналов

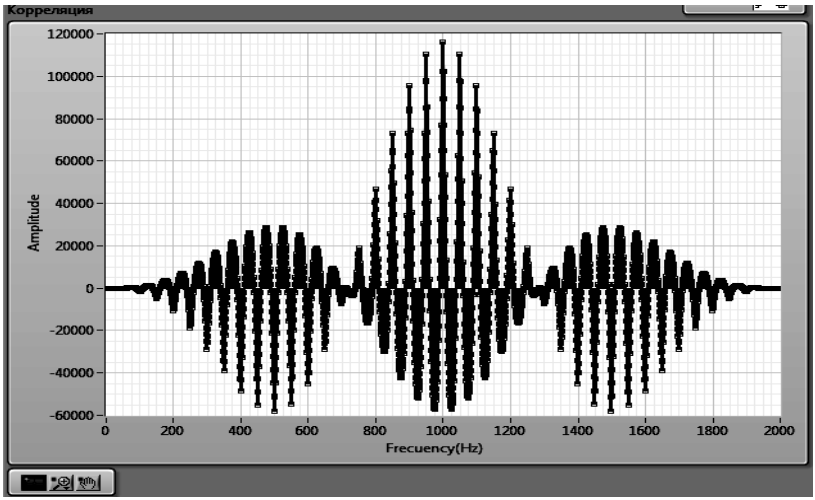


Рис. 2. Автокорреляция сигнала АВ+шум

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 процесс по обработке и сбору данных, объединить различные приборы в один многофункциональный комплекс с удобным управлением через ПК.

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.

.

ПРОЕКТИРОВАНИЕ СТРУКТУРНО-ФУНКЦИОНАЛЬНО-УСТОЙЧИВЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ

А.Ю. Остриков, к.т.н.

г. Орёл, Академия ФСО России, ostrikov_au@mail.ru

Современные телекоммуникационные сети (ТКС) представляют собой сложные территориально распределенные объекты, характеризующиеся множеством топологических и потоковых параметров. С точки зрения потребителей телекоммуникационных услуг для ТКС в первую очередь важны показатели качества восприятия услуги (QoE – Quality of Experience), имеющие субъективную сущность и определяемые объективными значениями показателей качества обслуживания сети (QoS – Quality of Service) [1]. В свою очередь значения показателей QoS (время задержки пакета и ее вариация, вероятность потери пакета) зависят от набора параметров сетевой производительности (NP – Network Performance), которые закладываются на этапе проектирования сети. Таким образом, в идеальном случае качество предоставляемых телекоммуникационных услуг во многом предопределяется проработанностью и обоснованностью проектного решения. Однако, как показывает практика, даже тщательно отработанный проект не гарантирует того, что телекоммуникационная сеть при вводе в экс-

плуатацию удовлетворит прогнозы по обеспечению качественных телекоммуникационных услуг, поскольку в реальных условиях ТКС – это динамическая нелинейная система, функционирующая в условиях нестационарных воздействий преднамеренного и случайного характера. Проблема усугубляется тенденциями передачи мультисервисного трафика с различными требованиями к QoS, гетерогенностью сред и технологий передачи пользовательских данных (PON, 3G, LTE и т.д.), трудностью прогноза востребованности тех или иных телекоммуникационных услуг для конкретного пользователя, структурным усложнением и увеличением размерности топологии сетевой инфраструктуры.

Накопленный в настоящее время научно-практический опыт в области проектирования телекоммуникаций комплексных решений для новой телекоммуникационной парадигмы не дает. Вопросы, связанные с обеспечением устойчивости не только структуры (в смысле связности и надежности сети), но и устойчивости процесса функционирования (например, сохранение показателей QoS в допустимых пределах при изменении условий функционирования), остаются открытыми.

Согласно ГОСТ 53111–2008 [2] в качестве показателя устойчивости определена вероятность предоставления услуг заданного качества $P(Q)$ при дестабилизирующих воздействиях Δ. Однако вероятностный показатель говорит об операционном характере свойства функциональной устойчивости, а следовательно, определить его значение на этапе проектирования (планирования) без отдельного исследования каждого проектного решения невозможно. В работе [3] предложена методология, позволяющая получить аналитическое описание сложных динамических объектов с позиции устойчивости процесса их функционирования с помощью безразмерного показателя энтропии H, зависящего от структурных особенностей объекта. Доказано, что максимум энтропии определяет наиболее сбалансированные структурные параметры, при которых обеспечивается максимальная устойчивость функционирования исследуемого объекта. Таким образом, энтропийный показатель H может быть рассмотрен как эквивалент совокупности показателей $P(Q)$ и Δ, позволяющий априорно оценить устойчивость функционирования без проведения дополнительных экспериментальных исследований.

Пусть известно множество вершин сети $V=\{\upsilon_1,...,\upsilon_k\}$. На этом множестве задано два графа: логический, или граф тяготений $G_{\text{л}}=(V,P)$, ребра которого связывают попарно вершины графа, и физический граф сети $G_{\text{ф}}=(V,T)$, ребра которого $t_1,...,t_n$ соответствуют реально существующим звеньям сети.

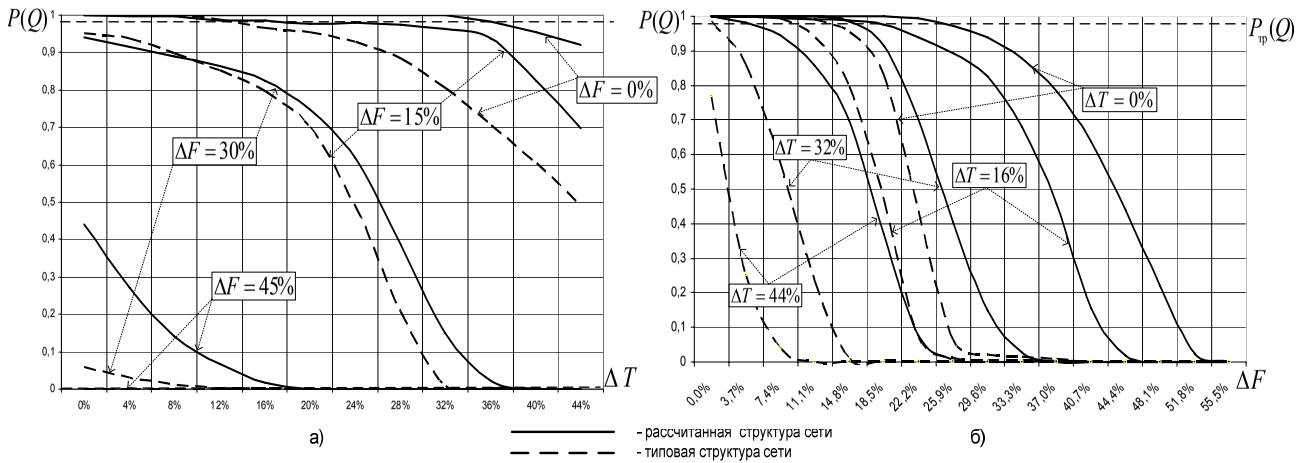


Рис. 1. Устойчивость функционирования:
а – при воздействии на топологию сети; *б* – при изменении нагрузки в сети

Обозначим через $f_{i,j}$ количество единиц трафика p_i-й пары, проходящего по звену t_j. Тогда модель сети может быть описана энтропийной целевой функцией с ограничениями:

$$H(F,T)=-\sum_{i=1}^{m}\sum_{j=1}^{n} f_{i,j}\ln\frac{f_{i,j}}{s_j\cdot e}\to\max\ ; \qquad (1)$$

$$\sum_{j=1}^{n} s_j=1;\ \ 0<s_j<1,$$

где s_j – коэффициент значимости ребра t_j.

Решая оптимизационную задачу (1) относительно топологии сети T и распределения потоков F, получим параметры ТКС, обладающей максимальной степенью устойчивости *H*. При необходимости область допустимых решений оптимизационной задачи может быть ограничена, например, стоимостью проекта.

С целью оценивания полученного эффекта были проведены модельные эксперименты, в которых исследовались типовой проект телекоммуникационной сети (радиально-узловая топология с элементами полносвязности, 18 узлов) и проект, рассчитанный с помощью предложенного подхода.

Результаты исследований показали, что для рассчитанной структуры требования по качеству обслуживания соблюдаются при нарушении топологии до 34% и изменении профилей нагрузки абонентских подсетей до 26%. В типовой же структуре сети наблюдается нарушение норматива по качеству обслуживания при изменении параметров топологии до 12% (рис. 1, *а*) и изменении профилей нагрузки до 14% (рис. 1, *б*), а следовательно, рассчитанная сеть обладает большей устойчивостью к этим факторам по сравнению с типовой.

Таким образом, энтропийный подход позволяет провести расчет топологических и потоковых параметров телекоммуникационной сети повышенной структурно-функциональной устойчивости и может быть использован для решения задачи проектирования телекоммуникационных объектов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Recommendation ITU-T G.1080 Quality of experience requirements for IPTV services. Approved in 2008/12. 44 p.

2. ГОСТ 53111–2008. Устойчивость функционирования сетей связи общего пользования. Введ. 2008–12–08. М. : Стандартинформ, 2009. 19 с.

3. Теория макросистем: Равновесные модели / Ю.С. Попков. 2-е изд. М.: Книжный дом ЛИБРОКОМ. 2013. 320 с.

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

С.С. Петров, Д.П. Прокопинская, Е.О. Спицына, студенты
Научный руководитель А.М. Голиков, доцент, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, gol@rts.tusur.ru
Проект ГПО РТС-1101 – «Разработка серверной группы защищенной информационной системы провайдера»

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, использование его ресурсов и защиты данных. Характерным отличием этого сайта от других сайтов кафедр и специальностей являются 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.

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 др. 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.

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, что было выполнено, и сайт доступен из Интернета.

Для хранения ресурсов сайта требуется база данных, которая представляет собой совместно используемый набор логически связанных данных, предназначенный для удовлетворения информационных потребностей пользователя. За счет нее мы будем пополнять сайт новыми дипломами, рефератами и др.

Дипломы

Номер	Тема диплома	Автор	Руководитель	Год сдачи
1	Программное обеспечение цифрового акустического локатора для зондирования атмосферы	Александров А.В.	Красненко Н.П.	2006г.
2	Определение пространственной структуры электронной концентрации ионосферы	Алтухов М.В.	Дудков Б.П.	2006г.
3	Измеритель коэффициента шума	Брюхов Д.А.	Синогин М.В.	2006г.
4	Вторичная обработка информации в пассивных радиотехнических системах.	Ворошилина Е.П.	Тисленко В.И.	2006г.
5	Бортовой синтезатор СВЧ	Горева 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	Янчук Д.А.	Синогин М.В.	2006г.
(№)				

Рис. 1. Скриншот базы данных

В настоящее время разработан макет сайта, свёрстаны 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.

Для управления ресурсами сайта и решили создать защищенную систему «1С:Предприятие 8». Программный продукт «1С:Бухгалтерия 8» включает технологическую платформу «1С:Предприятие 8» и конфигурацию (прикладное решение) «Бухгалтерия предприятия». Конфигурация «Бухгалтерия предприятия» предназначена для автоматизации бухгалтерского и налогового учета, включая подготовку обязательной (регламентированной) отчетности в организации. Бухгалтерский и налоговый учет ведется в соответствии с действующим законодательством Российской Федерации. В проекте разработана методика внедрения и администрирования для «1С: Предприятия» и средства ее защиты.

Для обеспечения защиты данных решили взять Secret NET 6.5 (Автономный режим). Secret Net версия 6.5 (автономный вариант) – средство защиты информации от возможного несанкционированного доступа, позволяющее контролировать загрузку операционной системы, проводить аутентификацию пользователей с помощью аппаратной платы расширения и возможность использования персональных идентификаторов (iButton, eToken). Установили и настроили те параметры, которые нам требовались для защиты операционной системы.

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
3. Габец А.П., Гончаров Д.И., Радченко М.Г. Профессиональная разработка в системе «1С:Предприятие». М.: Совместное издание «1С-Паблишинг», 2006. 808 с.

РАЗРАБОТКА АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

А.С. Подопригора, студент

Научный руководитель А.М. Голиков, доцент, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, gol@rts.tusur.ru
Проект ГПО РТС-1102

Проект посвящен разработке аппаратно-программного комплекса для цифровой обработки звуковых сигналов с использованием вейвлет-преобразований. Автоматизация сложных технологических систем не может обойтись без диагностического анализа информационных потоков, чаще всего регистрируемых в виде временных выборок (ВВ) сигнала. От того, какова погрешность, разрешающая способность и время обработки ВВ сигнала, во многом зависит эффективность автоматизации технологической системы. Одним из эффективных методов преобразования ВВ сигнала на основе вейвлет-функций является метод преобразования с использованием вейвлет-пакета (ВП).

Современные цифровые системы передачи информации предоставляют разнообразные по функциональному содержанию услуги большому количеству коллективных и индивидуальных пользователей. При этом фундаментальной проблемой создания цифровых систем связи является обработка информации. Разработка новейших способов и устройств обработки звуковой информации является последствием более эффективного использования каналов связи, обеспечивающей сохранение действующих частотных планов, высвобождение части частотного спектра для передачи потребителям дополнительных видов услуг по системам подвижной и спутниковой связи, многопрограммного звукового вещания, организацию интерактивных систем связи, видеоконференций и др. В связи с активным развитием цифровых систем обработки информации в последнее время стали актуальными вопросы разработки алгоритмов обработки сигналов в системах связи, основанные на современных вычислительных методах. Одним из таких является вейвлет-анализ сигналов.

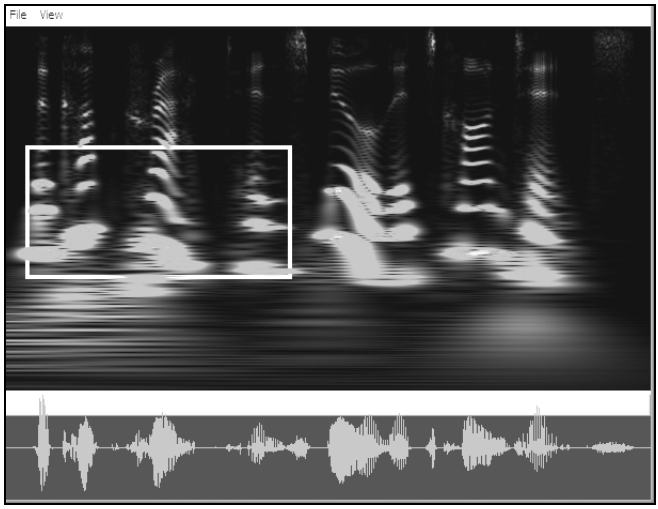


Рис. 1. Пример обработки сигнала

Решение этой проблемы – цель работы, направленной на разработку нового программного комплекса для цифровой обработки звукового сигнала с использованием вейвлет-преобразований.

Под звуком понимают физическое явление, представляющее собой распространение в виде упругих волн механических колебаний в твёрдой, жидкой или газообразной среде. В узком смысле под звуком имеют в виду эти колебания, рассматриваемые по отношению к тому, как они воспринимаются органами чувств животных и человека.

Вейвлет-анализ представляет собой особый тип линейного преобразования функций из некоторого достаточно широкого класса.

Разработан программный комплекс для цифровой обработки звуковых сигналов с использованием вейвлет преобразований на C++.

ЛИТЕРАТУРА

1. Нефедов В.И., Егорова Е.В., Пугачев О.И., Герасимов А.В. Применение цифровой обработки для фильтрации шума в звуковых сигналах // Нелинейный мир. 2009. Т. 7, №11. С. 869–871.

2. Егорова Е.В. Современные направления развития вейвлет-анализа // Тр. 58-й науч.-техн. конф. МИРЭА. М., 2009.

3. Левкович-Маслюк Л., Перебрин А. Вейвлет-анализ и его приложения. М., 1997.

4. Астафьева Н.М. Вейвлет-анализ. Основы теории и применения // Успехи физических наук. 1996. Ноябрь. Т. 166, Вып. 11.

5. Колмогоров А.Н., Фомин С.В. Элементы функционального анализа. М.: Наука, 1968.

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС СЖАТИЯ ВИДЕОИНФОРМАЦИИ НА БАЗЕ ФРАКТАЛЬНЫХ АЛГОРИТМОВ В ВИРТУАЛЬНОЙ СРЕДЕ MATLAB

П.Г. Русаков, студент

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

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

Проект ГПО РТС-1102

Предложен программный комплекс, обеспечивающий возможность сжимать видеоинформацию фрактальным алгоритмом. Алгоритмы сжатия и декодирования работают только с изображениями в градациях серого (8 бит/пиксель, BMP), размеры которых соответствуют выбранному размеру рангового блока, умноженному на 2, например 16×16, 32×32, ..., 256×256, ... пикселей для рангового блока размером 8×8.

Фрактальная архивация основана на том, что мы представляем изображение в более компактной форме – с помощью коэффициентов системы итерируемых функций (Iterated Function System – далее по тексту как IFS). Прежде чем рассматривать сам процесс архивации, разберем, как IFS строит изображение, т.е. процесс декомпрессии [1].

Строго говоря, IFS представляет собой набор трехмерных аффинных преобразований, в нашем случае переводящих одно изображение в другое. Преобразованию подвергаются точки в трехмерном пространстве (x-координата, y-координата, яркость).

Наиболее наглядно этот процесс продемонстрировал Барнсли в своей книге «Fractal Image Compression». Там введено понятие фотокопировальной машины (рис. 1), состоящей из экрана, на котором изображена исходная картинка, и системы линз, проецирующих изображение на другой экран:

• Линзы могут проецировать часть изображения произвольной формы в любое другое место нового изображения.

• Области, в которые проецируются изображения, не пересекаются.

• Линза может менять яркость и уменьшать контрастность.

• Линза может зеркально отражать и поворачивать свой фрагмент изображения.

• Линза должна масштабировать (уменьшать) свой фрагмент изображения.

Расставляя линзы и меняя их характеристики, мы можем управлять получаемым изображением. Одна итерация работы машины заключается в том, что по исходному изображению с помощью проектирования строится новое, после чего новое берется в качестве исходного. Утверждается, что в процессе итераций мы получим изображение,

которое перестанет изменяться. Оно будет зависеть только от расположения и характеристик линз и не будет зависеть от исходной картинки. Это изображение называется «*неподвижной точкой*», или *аттрактором*, данной IFS. Соответствующая теория гарантирует наличие ровно одной неподвижной точки для каждой IFS.

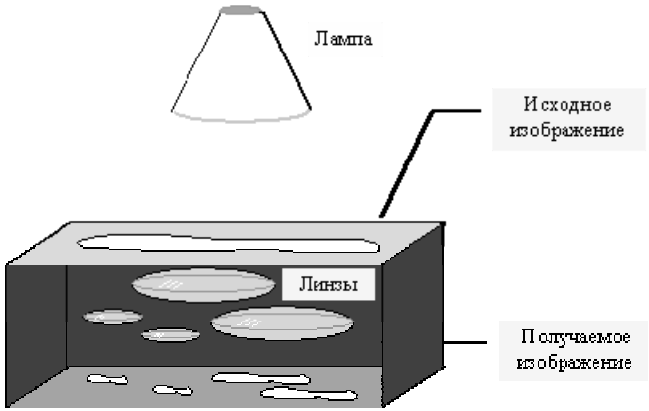


Рис. 1. Фотокопировальная машина

Поскольку отображение линз является сжимающим, каждая линза в явном виде задает *самоподобные* области в нашем изображении. Благодаря самоподобию мы получаем сложную структуру изображения при любом увеличении. Таким образом, интуитивно понятно, что система итерируемых функций задает *фрактал* (нестрого – самоподобный математический объект).

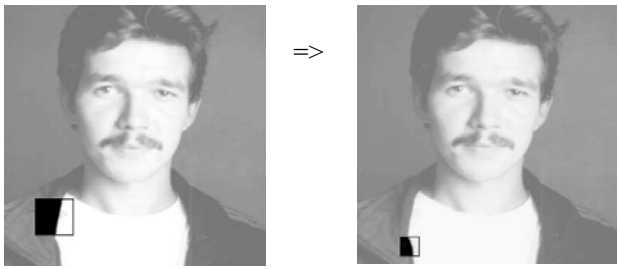


Рис. 2. Пример подобных элементов

Характеристики фрактального алгоритма:

• Коэффициенты компрессии: 2–2000 (задается пользователем).

• Класс изображений: полноцветные 24-битные изображения или изображения в градациях серого без резких переходов цветов (фотографии). Желательно, чтобы области большей значимости (для вос-

приятия) были более контрастными и резкими, а области меньшей значимости – неконтрастными и размытыми (рис. 2).

• Симметричность: 100–100000.

• Характерные особенности: может свободно масштабировать изображение при разархивации, увеличивая его в 2–4 раза без появления «лестничного эффекта». При увеличении степени компрессии появляется «блочный» эффект на границах блоков в изображении.

Реализация базового алгоритма фрактального сжатия изображений на основе разбиения блоками фиксированных размеров.

Алгоритмы сжатия и декодирования работают только с изображениями в градациях серого (8 бит/пиксель, BMP), размеры которых выбраны согласно размеру рангового блока, умноженному на 2, например 16×16, 32×32, ..., 256×256, ... пикселей для рангового блока размером 8×8 (рис. 3–5).

Рис. 3. 4 диапазонных блока

Рис. 4. 8 диапазонных блоков

Рис. 5. 16 диапазонных блоков

Выводы. Из графиков на рис 6. и 7 отчетливо видно, что чем больше количество ранговых блоков, тем меньше время сжатия и размер изображения, но коэффициент сжатия – больше.

Так как фрактальный алгоритм является алгоритмом сжатия с потерями, то увеличение количества ранговых блоков ведет к существенному уменьшению качества изображения.

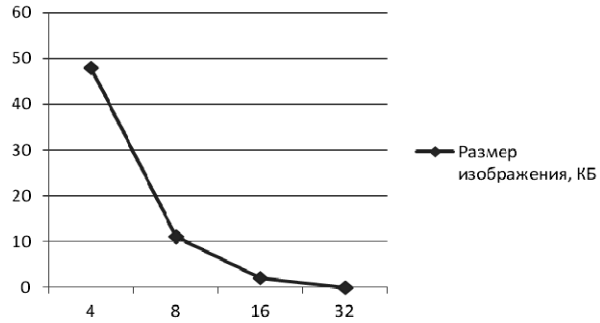


Рис. 6. График зависимости размера сжатого изображения от количества диапазонных блоков

Оценим по десятибалльной шкале качество изображения при нашем количестве ранговых блоков (10 – отличное, 0 – ничего не видно):

4 ранговых блока – 9 (наблюдаются небольшие потери качества изображения);

8 ранговых блока – 6 (наблюдаются потери качества изображения);

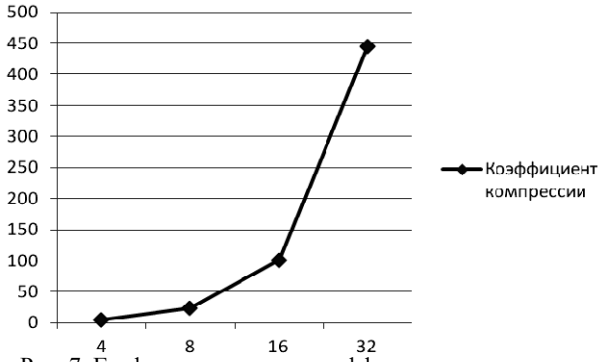


Рис. 7. График зависимости коэффициента компрессии от количества диапазонных блоков

16 ранговых блока – 3 (наблюдаются значительные потери качества изображения);

32 ранговых блока – 1 (наблюдаются очень большие потери качества изображения).

ЛИТЕРАТУРА

1. Ватолин Д., Смирнов М. Методы сжатия данных: Сжатие изображений // http://www.compression.ru/book/part2/part2__3.htm

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС СЖАТИЯ ВИДЕОИНФОРМАЦИИ НА БАЗЕ АЛГОРИТМА JPEG 2000 И ВИРТУАЛЬНОЙ СРЕДЫ MATLAB

С.П. Самарин, студент

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

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

Проект ГПО РТС-1102

В данной работе рассмотрен алгоритм сжатия видеоизображения JPEG 2000. В первой части работы представлен аналитический обзор данного стандарта и сравнение его с другими стандартами, существующими на данное время. Во второй части предоставлена реализация данного алгоритма в виртуальной среде MATLAB.

Алгоритм JPEG 2000 разработан той же группой экспертов в области фотографии, что и JPEG (рис. 1). Основные отличия алгоритма JPEG 2000 от алгоритма JPEG заключаются в следующем:

1. **Лучшее качество изображения при сильной степени сжатия.** Или, что то же самое, большая степень сжатия при том же качестве для

высоких степеней сжатия. Фактически это означает заметное уменьшение размеров графики «web-качества», используемой большинством сайтов.

2. **Поддержка кодирования отдельных областей с лучшим качеством.** Известно, что отдельные области изображения критичны для восприятия человеком (например, глаза на фотографии), в то время как качеством других можно пожертвовать (например, задний план). При «ручной» оптимизации увеличение степени сжатия проводится до тех пор, пока не будет потеряно качество в какой-то важной части изображения. Сейчас появляется возможность задать качество в критичных областях, сжав остальные области сильнее, т.е. мы получаем еще большую окончательную степень сжатия при субъективно равном качестве изображения.

3. **Основной алгоритм сжатия заменён на алгоритм wavelet.** Помимо указанного повышения степени сжатия, это позволило избавиться от 8-пиксельной блочности, возникающей при повышении степени сжатия. Кроме того, плавное проявление изображения теперь изначально заложено в стандарт (Progressive JPEG, активно применяемый в Интернет, появился много позднее JPEG).

4. **Для повышения степени сжатия в алгоритме используется арифметическое сжатие.** Изначально в стандарте JPEG также было заложено арифметическое сжатие, однако позднее оно было заменено менее эффективным сжатием по Хаффману, поскольку арифметическое сжатие было защищено патентами. Сейчас срок действия основного патента истек и появилась возможность улучшить алгоритм.

5. **Поддержка сжатия без потерь.** Помимо привычного сжатия с потерями, новый JPEG теперь будет поддерживать и сжатие без потерь. Таким образом, становится возможным использование JPEG для сжатия медицинских изображений, в полиграфии, при сохранении текста под распознавание OCR системами и т.д.

6. **Поддержка сжатия однобитных (2-цветных) изображений**. Для сохранения однобитных изображений (рисунки тушью, отсканированный текст и т.п.) ранее повсеместно рекомендовался формат GIF, поскольку сжатие с использованием ДКП весьма неэффективно к изображениям с резкими переходами цветов. В JPEG при сжатии 1-битная картинка приводилась к 8-битной, т.е. увеличивалась в 8 раз, после чего делалась попытка сжимать нередко менее чем в 8 раз. Сейчас можно рекомендовать JPEG 2000 как универсальный алгоритм.

7. **На уровне формата поддерживается прозрачность.** Плавно накладывать фон при создании WWW-страниц теперь можно будет не только в GIF, но и в JPEG 2000. Кроме того, поддерживается не только 1 бит прозрачности (пиксель прозрачен/непрозрачен), а отдельный

канал, что позволит задавать плавный переход от непрозрачного изображения к прозрачному фону.

Рис. 1. Шаги работы кодера JPEG 2000

Организация данных. Важным преимуществом рассматриваемого стандарта является возможность доступа к отдельным элементам изображения без полного декодирования его представления. Обеспечивается такая возможность, во-первых, разбиением исходного изображения на непересекающиеся области (тайлы), которые кодируются как отдельные изображения, а во-вторых, представлением кода отдельного тайла в виде частей (слоев), каждая из которых является суммарным кодом коэффициентов, соответствующих некоторой его (тайла) области. Слои в свою очередь делятся на так называемые пакеты, содержащие код блоков коэффициентов на разных уровнях декомпозиции. Для того чтобы декодировать какую-либо область изображения, достаточно определить, каким тайлам она принадлежит и какие слои, относящиеся к этим тайлам, содержат код блоков коэффициентов, необходимых для восстановления требуемой области (рис. 2).

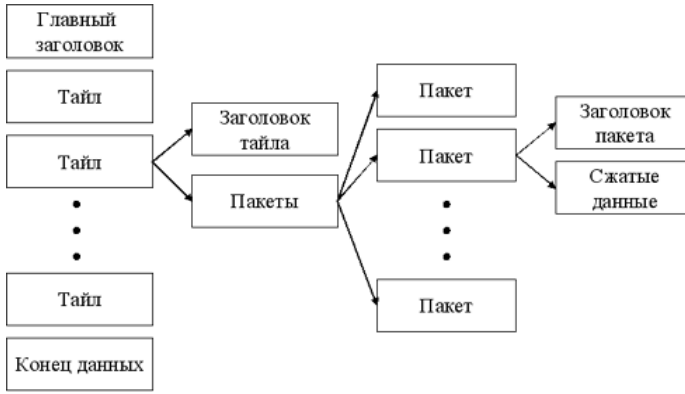


Рис. 2. Схема организации кода

Задачей проекта является программная реализация алгоритма сжатия JPEG 2000 и исследование его возможностей для различного качества изображений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Семенюк В.В. Обзор стандарта JPEG 2000. СПб.: Питер, 2002. 101 с.

2. Рыбаков Г., Суслов А. JPEG, JPEG 2000, JPEG-LS. Сжатие изображений с потерями и без // URL: http://rain.ifmo.ru/cat/view.php/theory/data-compression/jpeg-2006.

РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ С ПОМОЩЬЮ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

Е.Э. Тыдыков, студент каф. РТС

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

г. Томск, ТУСУР, gol@rts.tusur.ru

Проект ГПО РТС-1201

Вейвлеты (от англ. *wavelet*) – всплески, это математические функции, позволяющие анализировать различные частотные компоненты данных.

Фракталы (лат. *fractus*) – геометрическая фигура, обладающая свойством самоподобия, то есть составленная из нескольких частей, каждая из которых подобна всей фигуре целиком.

Кратко о непрерывном вейвлет-преобразовании.

Вейвлет-преобразование было создано как инструмент, который решает проблему неопределенности Гейзенберга для построения частотно-временных характеристик сигнала. Понятие вейвлета означает волну, которая проходит через сигнал и является окном некоторой ширины (масштаба) для некоторого местоположения во времени, по которому интегрируется сигнал.

Материнский вейвлет – это функция, которая является прототипом для всех окон, которые будут генерироваться во время вейвлет-преобразования. Сдвиг по времени регулирует движение генерированных окон по временной компоненте сигнала. Понятие масштаба является обратным понятию ширины окна. Чем меньше ширина окна, тем больше масштаб, т.е. окно захватывает меньшую часть сигнала и сигнал интегрируется более «детально». Чем бо́льше ширина окна, тем меньший масштаб, т.е. окно захватывает бо́льшую часть сигнала и сигнал, соответственно, интегрируется менее «детально».

Применение вейвлет-преобразования для улучшения качества изображений. Большинство фильтров, основанных на вейвлет-преобразованиях, имеют одинаковую схему (рис. 1).

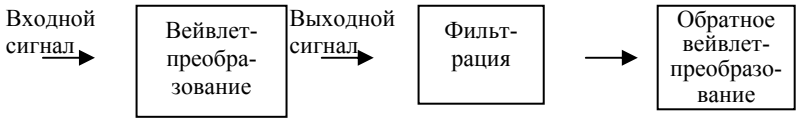


Рис. 1. Обобщенная схема фильтрации

Первоначально изображение, представленное в формате RGB, переводится в цветовое пространство YUV. Компоненты U и V не подвергаются изменению во время фильтрации. Входным сигналом для системы является яркостная составляющая изображения (Y):

$$Y = 0{,}299R + 0{,}578G + 0{,}114B.$$
$$U = 0{,}1678R - 0{,}3313G + 0{,}5B.$$
$$V = 0{,}5R - 0{,}4187G + 0{,}0813B.$$

Вейвлет-преобразование в данном случае – это двумерное дискретное вейвлет-преобразование, основанное на материнском вейвлете, показанном на рис. 2.

Фильтрация в нашем случае представляет собой удаление из полученного набора вейвлет-коэффициентов высокочастотных компонент, которые включают и шумы. Пользователь сам может определить порог при выполнении этой операции.

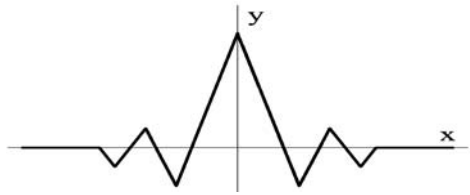


Рис. 2. Материнский вейвлет, использованный в алгоритме

После обратного вейвлет-преобразования изображение переводится обратно в цветовое пространство RGB по формулам

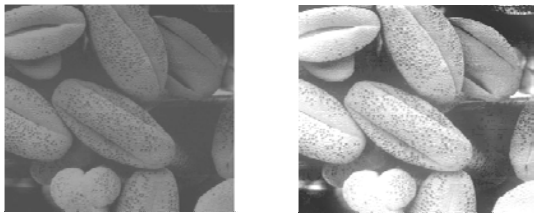
$$R = Y + 1{,}3707(V - 128).$$
$$G = Y - 0{,}3364(U - 128) - 0{,}6982(V - 128).$$
$$B = Y + 1{,}7324(U - 128).$$

Первоначально планировалось производить удаление шумов до коррекции яркости и контраста, поскольку во время этой стадии обработки присутствующие на изображении шумы усиливаются. Однако, как показали исследования, данный вид фильтрации снижает контраст изображения, и при этом могут потеряться какие-то детали, слабо раз-

личимые на исходном изображении. Поэтому было решено производить удаление шумов после подстройки яркости и контраста.

Данный метод хорошо проявляет себя на двух классах изображений:

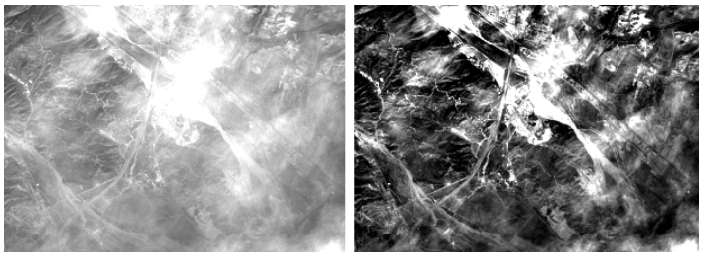
1. Слишком светлые или темные изображения. Данный метод позволяет добиться осветления слишком темных участков и затемнения слишком светлых. Кроме того, он позволяет проявить объекты, которые на исходном изображении были практически неразличимы (рис. 3).



а *б*

Рис. 3. Сопоставление изображений 1-го класса:
а – до обработки; *б* – после обработки

2. Затуманенные изображения. Применение данного метода к затуманенным или нечетким изображениям позволяет повысить их четкость, а также в некоторой мере снять затуманенность (рис. 4).



а *б*

Рис. 4. Сопоставление изображений 2-го класса:
а – до обработки; *б* – после обработки

ЛИТЕРАТУРА

1. Шовенгердт Р.А. Дистанционное зондирование. Модели и методы обработки изображений. М.: Техносфера, 2010. 560 с.

2. Изображения Земли из космоса: примеры применения. М.: ООО Инженерно-технологический центр «СКАНЭКС», 2005. 100 с.

ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ В LABVIEW

Р.В. Высотин, студент
Научный руководитель А.М. Голиков, доцент, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. РТС, gol@rts.tusur.ru
Проект ГПО РТС-1102

Цель работы – исследование прогрессивных методов сжатия видеоинформации с использованием вейвлет-фрактальных преобразований. Фракталы и вейвлеты – это прогрессивные методы обработки сигналов (изображений). Цифровые изображения занимают всё большую часть информационного мира. Развитие Интернета, наряду с доступностью все более мощных компьютеров и прогрессом в технологии производства цифровых камер, сканеров и принтеров, привело к широкому использованию цифровых изображений. Отсюда постоянный интерес к улучшению алгоритмов сжатия данных, представляющих изображения. Сжатие данных важно как для скорости передачи, так и эффективности хранения. Кроме многих видов коммерческого использования, технологии сжатия представляют также интерес для военных, например приложения обработки данных телеметрии, полученных от перехватчиков ракет, или для архивного хранения данных об изображении местности для моделирования оборонительных действий. Решение проблемы сжатия изображения, или в более общем смысле, кодирования изображения, стимулировало развитие многих областей техники и математики [1, 2].

Для начала приведем определение терминов, относящихся к вейвлет-преобразованиям.

Вейвлеты (от англ. wavelet), всплески (гораздо реже – вэйвлеты), – это математические функции, позволяющие анализировать различные частотные компоненты данных.

Вейвлетное сжатие – общее название класса методов кодирования изображений, использующих двумерное вейвлет-разложение кодируемого изображения или его частей. Обычно подразумевается сжатие с потерей качества.

Существенную роль в алгоритмах вейвлетной компрессии играет концепция представления результатов вейвлет-разложения в виде нуль-дерева (zero-tree).

Упорядоченные в нуль-дереве битовые плоскости коэффициентов вейвлет-разложения огрубляются и кодируются далее с использованием алгоритмов сжатия без потерь. Вейвлетная компрессия в современных алгоритмах компрессии изображений позволяет значительно (до двух раз) повысить степень сжатия чёрно-белых и цветных изображе-

ний при сравнимом визуальном качестве по отношению к алгоритмам предыдущего поколения, основанным на дискретном косинусном преобразовании, таких, например, как JPEG.

Для обработки видеоизображения также используют программы LabVIEW, которые представляют собой среду высокоэффективного графического программирования, разработанную специально для инженеров и научных расчетов (рис. 1).

LabVIEW сочетает гибкость традиционного языка программирования с интерактивной технологией экспресс-ВП, которая включает в себя автоматическое создание кода, использование помощников, шаблоны различных приложений и настраиваемые экспресс-ВП. Благодаря этим особенностям эксперты и новички могут быстро, без всяких усилий разрабатывать приложения [3].

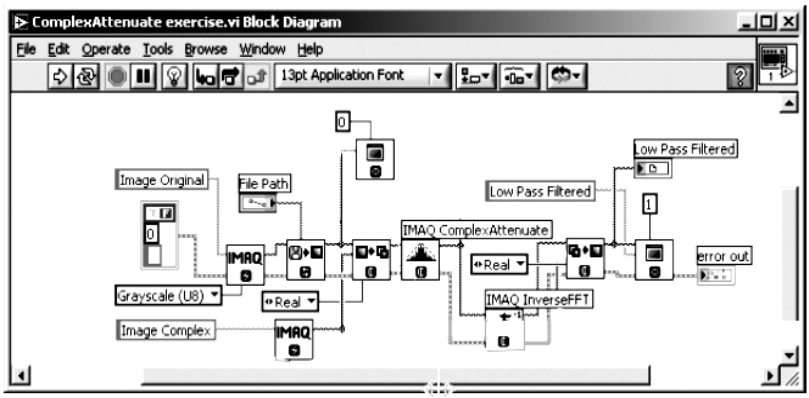


Рис. 1. Реализация системы базовых функций Хаара в LabVIEW и IMAQ Vision

Реализация вейвлет-преобразования возможна в системе LabVIEW и IMAQ Vision.

Рассмотрим процесс разложения сигнала $F(t)$ в системе базисных функций Хаара. Первая базисная функция, в отличие от всех последующих, представляет собой прямую линию. В случае нормированного базиса свертка первой базисной функции с исходным сигналом будет определять его среднее значение.

Последующие базисные функции разложения Хаара представляют собой масштабируемые по степени 2, сдвинутые «ступеньки». Реализуем систему базовых функций Хаара в системе LabVIEW и IMAQ Vision.

Цветное		Черно-белое	
JPG	JPG с вейвлет	JPG	JPG с вейвлет
244 КБ (250 712 байт)	52 КБ (53248 байт)	190 КБ (194 928 байт)	38 КБ (38912 байт)
256 точек на дюйм	243 точек на дюйм	256 точек на дюйм	212 точек на дюйм
52 мс	380 мс	48 мс	292 мс

Проведем сжатие изображения JPG 640×480 цветного и чёрно-белого разрешением 256 пикселей на дюйм, с использованием базовых функций Хаара в LabVIEW и IMAQ Vision.

При визуальном сравнении полученных изображений с исходными наблюдается значительное ухудшение качества, выраженное большой дробностью изображения.

Параметры исходного изображения		Параметры ПК	
Размеры	640×480	Процессор	Dual Core M320 2,1 ГГц
Разрешение	256 точек	Установленная память	3,00 Гбайт (2,75 Гбайт доступно
Глубина цвета	24(бит)	Тип системы	Windows 7 64-разрядная
Сжатие	0		

В заключение можно сказать, что при проведении эксперимента с вейвлет-сжатием с использованием базовых функций Хаара в LabVIEW и IMAQ Vision были получены результаты, в которых значительно увеличена длительность кодирования и наблюдается резкое ухудшение качества изображения. Однако размеры полученных изображений соответствуют поставленной цели компрессии графического образа.

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.: ДМКПресс, 2007. 464 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.*

АППРОКСИМАЦИЯ ПЕРЕХОДНЫХ ОТВЕРСТИЙ В ПЕЧАТНЫХ ПЛАТАХ С ПОМОЩЬЮ СИСТЕМЫ TALGAT

Р.И. Аширбакиев, каф. ТУ, аспирант,
Ег.В. Лежнин, каф. АСУ, студент 2-го курса,
А.О. Мелкозеров, каф. ТУ, научный сотрудник
Научный руководитель Т.Р. Газизов, проф. каф. ТУ, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, НИЛ «БЭМС РЭС», cr4cpp.2@gmail.com

Модуль MOM3D системы TALGAT [1] предназначен для анализа трёхмерных конфигураций проводников и диэлектриков и имеет собственный набор команд, который включает только примитивные операции, например: создание плоскости по двум заданным точкам, задание диэлектрической проницаемости и т.д. Однако при моделировании с помощью системы TALGAT печатных плат бортовой аппаратуры космических аппаратов необходимо создавать математические модели таких сложных элементов, как переходные отверстия. Переходное отверстие представляет собой цилиндр с гарантийными поясками и сквозным отверстием. Так как в модуле MOM3D все плоскости ортогональны осям декартовых координат, то необходимо выполнять аппроксимацию переходного отверстия ортогональными плоскостями.

Цель данной работы – разработать алгоритм для аппроксимации ортогональными плоскостями переходных отверстий в печатных платах. Переходное отверстие, сгенерированное с помощью команд модуля MOM3D, должно максимально соответствовать исходному переходному отверстию с произвольными поверхностями.

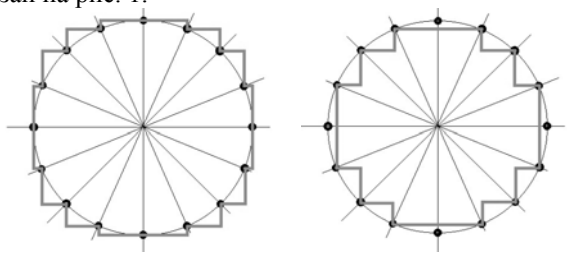
Для решения поставленной задачи необходимо рассмотреть графические примитивы, которые составляют переходное отверстие. К ним относятся (в порядке возрастания сложности аппроксимации): окружность, плоскость круга, внешние и внутренние боковые стенки цилиндра.

Для аппроксимации окружности нужно вычислить точки таким образом, чтобы они были симметричны друг другу относительно осей декартовой системы координат. Данное требование может быть удовлетворено, если количество точек будет равно 2^i, где $i>1$ – степень аппроксимации. Если использовать одинаковое расстояние между соседними точками, то для вычисления координат следующей точки на основе координат текущей достаточно хранить одно значение угла между соседними точками.

Рассмотрим процедуру вычисления координат точек для одной четверти окружности. Пусть для первой точки при $n=1$ задано $x_n=r$, $y_n=0$, $\beta_n=0$, где r – радиус окружности и β – значение угла между точками. Тогда следующая точка вычисляется как

$$\begin{aligned} \beta_{n+1} &= \beta_n + \pi/2^{i-1}, \\ x_{n+1} &= x_n + \cos(\beta_{n+1}), \\ y_{n+1} &= y_n + \sin(\beta_{n+1}). \end{aligned} \qquad (1)$$

На основе координат точек для одной четверти точки для других четвертей вычисляются путем зеркального отображения относительно осей координат. Полученный с помощью данного алгоритма набор точек показан на рис. 1.



а *б*

Рис. 1. Аппроксимация внешней стороны окружности (*а*) и внутренней стороны окружности (*б*)

Полученный набор точек окружности используется для аппроксимации прямоугольниками колец, которые закрывают торцы переходного отверстия. Данные кольца ограничены внешним и внутренним радиусами окружности (рис. 2).

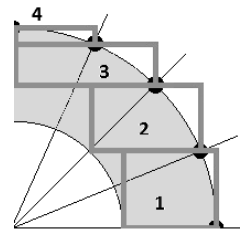


Рис. 2. Аппроксимация колец на торцах переходного отверстия

Следующий этап работы алгоритма – расстановка боковых прямоугольников, которые соединяют стороны прямоугольников, аппроксимирующих кольца на торцах переходного отверстия. Данные прямоугольники расставляются по внешним линиям, показанным на рис. 1, *а*.

Последний этап аппроксимации заключается в построении гарантийных поясков. Построение гарантийных поясков отличается от построения цилиндра переходного отверстия тем, что прямоугольники добавляются для внутренних линий (см. рис. 1, *б*). За счет этого обеспечивается корректная стыковка с основным цилиндром переходного отверстия. Полученное в итоге переходное отверстие сгарантийными поясками показано на рис. 3.

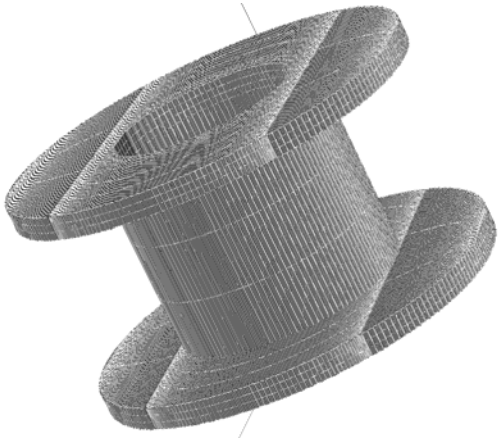


Рис. 3. Аппроксимированное переходное отверстие

В процессе выполнения работы разработан алгоритм, позволяющий аппроксимировать ортогональными плоскостями переходное отверстие в однослойной печатной плате. В результате выполнения алгоритма генерируются команды модуля MOM3D. Следующим этапом станет доработка алгоритма для работы с переходными отверстиями многослойных ПП.

Работа выполнена в порядке реализации постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. (3-я очередь) по договору №96/12 от 16.11.2012 между ТУСУРом и ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева.

ЛИТЕРАТУРА

1. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2012660373. TALGAT 2011. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т. и др. Заявка №2012618426. Дата поступления 5 октября 2012 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 16 ноября 2012 г.

МНОГОСЛОЙНАЯ ПЕЧАТНАЯ ПЛАТА С ПОВЫШЕННОЙ ПОМЕХОЗАЩИТОЙ СПЕЦИЗДЕЛИЯ

Р.Р. Базаржапова, студентка каф. ТУ;
О.М. Кузнецова-Таджибаева, к.т.н., вед. инженер-конструктор ОАО «НПЦ «Полюс»
г. Томск, ТУСУР, РТФ, ronadec1991@mail.ru

Печатная плата (ПП) (англ. *printed circuit board, PCB*) – пластина из диэлектрика, на поверхности и/или в объёме которой сформированы электропроводящие цепи электронной схемы. Печатная плата предназначена для электрического и механического соединения различных электронных компонентов. Электронные компоненты на печатной плате соединяются своими выводами с элементами проводящего рисунка обычно пайкой.

В зависимости от количества слоёв с электропроводящим рисунком изготавливаются следующие виды ПП:

- односторонние (имеется только один слой фольги);
- двухсторонние (два слоя фольги);
- многослойные (англ. *multilayer printed circuit board*, фольга не только на двух сторонах платы, но и во внутренних слоях диэлектрика).

Односторонняя ПП (ОПП) – это ПП, имеющая одно основание, на одной стороне которого выполнен проводящий рисунок.

Двухсторонняя ПП (ДПП) – это ПП, имеющая одно основание, на обеих сторонах которого выполнены проводящие рисунки и все требуемые соединения в соответствии с принципиальной электрической схемой.

Многослойная ПП (МПП) – это ПП, состоящая из чередующихся слоев изоляционного материала с проводящими рисунками на двух или более слоях, между которыми выполнены требуемые соединения [1].

МПП применяются в случаях, когда разводка соединений на ДПП становится слишком сложной. По мере роста сложности проектируемых устройств и плотности монтажа увеличивается количество слоёв в платах. Кроме того, платы высокочастотных устройств, в которых регламентируется импеданс сигнальных линий и уровень электромагнитных помех, также выполняются в нескольких слоях (четыре и более), среди которых присутствуют сплошные слои, выполняющие роль экрана или референсной базы. Для соединения проводников между слоями используются переходные металлизированные отверстия.

С ростом быстродействия полупроводниковых приборов и увеличения плотности монтажа все большая доля времени задержки распространения сигналов приходится на задержки в межсоединениях элек-

трических схем, ставшие существенным фактором, влияющим на быстродействие схемы в целом. В ПП этот эффект проявляется значительно, поскольку их размеры могут быть большими и длина межсоединений может составлять несколько длин волн проходящих по ним сигналов. Конечное время распространения электрических сигналов в таких межсоединениях вызывает искажение их формы вследствие отражения от различных нагрузок и неоднородностей, потерь и разброса параметров межсоединений по длине.

Один из способов сокращения времени задержки сигналов в межсоединениях монтажных плат – уменьшение их длины за счет повышения плотности монтажа электронных схем. Но при этом увеличиваются электромагнитные взаимовлияния между различными межсоединениями, что особенно характерно для плотных разветвленных межсоединений цифровых схем. Электрические сигналы, передаваемые по ним, подвергаются, кроме перечисленных выше, дополнительным амплитудным и фазовым искажениям – перекрестным помехам, вызванным электромагнитными наводками от соседних межсоединений. Для снижения взаимного влияния межсоединений соседних слоев печатных плат их располагают во взаимно ортогональных направлениях [2].

Одним из первых этапов проектирования ПП является разработка схемы электрической принципиальной устройства. Проводятся предварительные расчеты и моделирование, выбор элементной базы. Анализируя схему электрическую принципиальную и перечень элементов, конструктор определяет общую конструкцию ПП (размеры, форму, число слоев и т.п.), а также определяет размещение элементов согласно схемным особенностям. Цифровой процессор для термоэлектрической холодильной установки разработан в виде МПП. Плата состоит из четырех слоев фольгированного стеклотекстолита, спрессованных между собой через диэлектрические слои. С целью уменьшения взаимного влияния соседних межсоединений внутренние слои МПП выполнены в виде сплошных слоев с металлизацией. Один внутренний слой МПП соединен с цепью питания, второй слой соединен с общей цепью схемы. В непосредственной близости от выводов питания каждой микросхемы, используемой в устройстве, установлены конденсаторы, а межсоединения выполнены длиной как можно короткой.

ЛИТЕРАТУРА

1. Электронный ресурс – http://ru.wikipedia.org/wiki

2. Газизов Т.Р. Совершенствование межсоединений монтажных плат: дис. … канд. техн. наук. Томск: ТУСУР, 1998.

ВИДЫ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ И КАЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ТЕХНОЛОГИИ ИХ РАЗРАБОТКИ

С.В. Бянкина, студентка 5-го курса каф. ТУ, РТФ
Научный руководитель О.М. Кузнецова-Таджибаева, вед. инженер-конструктор ОАО «НПЦ «Полюс», к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, Svetabyankina@mail.ru

С приходом на рабочие места инженеров-разработчиков и конструкторов персональных ЭВМ, оснащенных системами автоматического проектирования (САПР), произошел качественный скачок в производительности труда при разработке и изготовлении такой продукции как модули РЭА на печатных платах (ПП). При этом оказывается возможным сосредоточить весь процесс проектирования на одном рабочем месте, что особенно актуально для фирм с малочисленным персоналом по экономическим соображениям. В таких условиях специалист, берущийся за разработку модулей РЭА от электрической схемы до ее конструктивного воплощения, должен обладать знаниями из смежных областей, в частности, знать технологию ПП.

Печатные платы – это элементы конструкции, которые состоят из плоских проводников в виде участков металлизированного покрытия, размещенных на диэлектрическом основании и обеспечивающих соединение элементов электрической цепи. Элементами ПП являются диэлектрическое основание, металлическое покрытие в виде рисунка печатных проводников и контактных площадок, монтажные и фиксирующие отверстия.

Диэлектрическое основание ПП должно быть однородным по цвету, монолитным по структуре и не иметь внутренних пузырей и раковин, посторонних включений, сколов, трещин и расслоений. Проводящий рисунок ПП должен быть четким, с ровными краями, без вздутий, отслоений, разрывов, следов инструмента и остатков технологических материалов.

Для повышения коррозионной стойкости и улучшения паяемости на поверхность проводящего рисунка наносят электролитическое покрытие, которое должно быть сплошным, без разрывов, отслоений и подгаров.

Монтажные и фиксирующие отверстия должны быть расположены в соответствии с требованиями чертежа и иметь допустимые отклонения, определяемые классом точности ПП. Для повышения надежности паяных соединений внутреннюю поверхность монтажных отверстий покрывают слоем меди толщиной не менее 25 мкм. Покрытие должно быть сплошным, без включений, пластичным, с мелкокристаллической структурой и прочно сцепленным с диэлектрическим

основанием. После циклического воздействия изменения температур сопротивление перехода металлизированного отверстия не должно отличаться более чем на 20% от значения сопротивления в нормальных климатических условиях. Переходные несквозные металлизированные отверстия между наружными и внутренними слоями МПП должны быть заполнены смолой в процессе прессования, которая не должна иметь газовых включений и натекать на контактные площадки.

Контактные площадки представляют собой участки металлического покрытия, которые соединяют печатные проводники с металлизацией монтажных отверстий. Их площадь должна быть такой, чтобы не было разрывов при сверлении и остался гарантийный поясок меди шириной не менее 50 мкм. Разрывы контактных площадок не допускаются, так как при этом уменьшаются токонесущая способность проводников и адгезия к диэлектрику.

Технологический процесс изготовления ПП не должен ухудшать электрофизические и механические свойства применяемых конструкционных материалов.

В процессе производства возникает деформация ПП, которая приводит к их изгибу и скручиванию. Величина деформации определяется механической прочностью фольгированных диэлектриков, характером напряженного состояния после стравливания фольги, правильностью режимов нагрева и охлаждения. На платах толщиной 0,8 мм и менее деформация не контролируется, при толщинах 1,5–3 мм деформация на 100 мм длины не должна превышать: для двуслойных плат на стеклотекстолите 0,8 мм, на гетинаксе 0,9 мм; для однослойных на стеклотекстолите 0,9 мм, на гетинаксе 1,5 мм. При воздействии на ПП повышенной температуры 260–290 °С в течение 10 с не должно наблюдаться разрывов проводящего покрытия, отслоений от диэлектрического основания.

В зависимости от числа нанесенных печатных проводящих слоев печатные платы разделяются на одно- двух- и многослойные. Односторонние печатные платы (ОПП) выполняются на слоистом прессованном или рельефном литом основании без металлизации или с металлизацией монтажных отверстий. Платы на слоистом диэлектрике просты по конструкции и экономичны в изготовлении. При невозможности стопроцентной разводки печатных проводников применяются навесные перемычки. Их применяют для монтажа бытовой радиоаппаратуры, блоков питания, устройств техники связи, в простой РЭА и вспомогательной аппаратуре. Низкие затраты, высокую технологичность и нагревостойкость имеют рельефные литые ПП, на одной стороне которых расположены элементы печатного монтажа, а на другой – объемные элементы (корпуса соединителей, периферийная арматура

для крепления деталей и ЭРЭ, теплоотводы и др.). В этих платах за один технологический цикл получается вся конструкция с монтажными отверстиями и специальными углублениями для расположения ЭРЭ, монтируемых на поверхность. В настоящее время технология рельефных ПП интенсивно развивается.

Двусторонние печатные платы (ДПП) имеют проводящий рисунок на обеих сторонах диэлектрического или металлического основания и обеспечивают высокую плотность установки компонентов и трассировки. Переходы проводников из слоя в слой осуществляются через металлизированные переходные отверстия. Платы допускают как монтаж компонентов на поверхности, в том числе с двух сторон, так и монтаж компонентов с осевыми и штыревыми выводами в металлизированные отверстия. ДПП являются самой распространенной разновидностью ПП в производстве модулей РЭА, используются в измерительной технике, системах управления и автоматического регулирования. Расположение элементов печатного монтажа на металлическом основании позволяет решить проблему теплоотвода в сильноточной аппаратуре.

Многослойные печатные платы (МПП) состоят из чередующихся слоев изоляционного материала с проводящими рисунками на двух или более слоях, между которыми выполнены требуемые соединения, соединенных клеевыми прокладками в монолитную структуру путем прессования. Электрическая связь между проводящими слоями выполняется специальными объемными деталями, печатными элементами или химико-гальванической металлизацией. По сравнению с ОПП и ДПП они характеризуются повышенной надежностью и плотностью монтажа, устойчивостью к механическим и климатическим воздействиям, уменьшением размеров и числа контактов. Однако большая трудоемкость изготовления, высокая точность рисунка и совмещения отдельных слоев, необходимость тщательного контроля на всех операциях, низкая ремонтопригодность, сложность технологического оборудования и высокая стоимость позволяют применять МПП только для тщательно отработанных конструкций радиоэлектронной аппаратуры.

В РЭА применяются также гибкие печатные платы (ГПП), выполненные конструктивно как ОПП или ДПП, но на эластичном основании толщиной 0,1–0,5 мм. Они применяются в тех случаях, когда плата после изготовления подвергается вибрациям, многократным изгибам или после установки ЭРЭ ей необходимо придать изогнутую форму. Разновидностью ГПП являются гибкие печатные кабели (ГПК), которые состоят из одного или нескольких непроводящих слоев с размещенными печатными проводниками.

Широкое распространение получают МПП на керамической основе. По сравнению с органическими диэлектриками керамика позволяет улучшить теплоотвод, повысить плотность компоновки микросхем (особенно с использованием микрокорпусов). К недостаткам керамических МПП следует отнести их большую массу и небольшие максимальные линейные размеры (ограничены технологией порядка 150×150 мм).

Металлические ПП изготавливаются на основе стальных, алюминиевых и инваровых листов. Пластины окисляются и покрываются слоем керамики, эмали, лака или другого диэлектрика. Поверх наносятся печатные проводники, пленочные резисторы, конденсаторы, индуктивности, а затем монтируются микросхемы (как правило, бескорпусные).

В основном металлическое основание используется в качестве несущей конструкции и теплоотвода. Но такое основание можно использовать и как силовое, корпусное и/или сигнальное заземление, что позволяет уменьшить взаимные индуктивности в межсоединениях, а также площади контуров, по которым протекают прямые и обратные токи. Если металлическая пластина является и схемной землей, то печатные проводники ее внутреннего слоя образуют обращенные полосковые линии (ОПЛ), а внешнего – подвешенные полосковые линии (ППЛ). Совмещение двухсторонней печатной платы и металлического основания через диэлектрический слой, обеспечивающий электрическую изоляцию проводников внутреннего слоя от металлического основания, образует монтажную плату с новыми свойствами. Преимущества – сравнительно невысокая стоимость, неограниченные размеры, высокая теплопроводность, высокая помехозащищенность, высокая прочность и теплостойкость. Недостатки – высокая удельная емкость проводников и большая масса.

Печатные платы получили широкое распространение в производстве модулей, ячеек и блоков РЭА благодаря таким преимуществам, как повышение плотности размещения компонентов и плотности монтажных соединений, возможность существенного уменьшения габаритов и массы изделий; получение печатных проводников, экранирующих поверхностей и электро- и радиодеталей (ЭРЭ) в одном технологическом цикле; гарантированная стабильность и повторяемость электрических характеристик (проводимости, паразитных емкости и индуктивности); повышение быстродействия и помехозащищенности схем; повышенная стойкость и климатическим и механическим воздействиям; унификация и стандартизация конструктивных и технологических решений; увеличение надежности узлов, блоков и устройства в целом; улучшение технологичности за счет комплексной автомати-

зации монтажно-сборочных и контрольно-регулировочных работ; снижение трудоемкости, материалоемкости и себестоимости.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ивченко В.Г. Конструирование и технология ЭВМ: конспект лекций. Таганрог: ТГРУ, каф. конструирования электронных средств, 2001.
2. Конструкторско-технологическое проектирование электронной аппаратуры: учеб. для вузов. М.: Изд. МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. 528 с.
3. Тупик В.А. Технология и организация производства радиоэлектронной аппаратуры. СПб.: СПбГЭТУ «ЛЭТИ», 2004.

РЕЗУЛЬТАТЫ КВАЗИСТАТИЧЕСКОГО АНАЛИЗА ТОКОВ ВДОЛЬ ОТРЕЗКА МНОГОПРОВОДНОЙ ШИНЫ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ

Р.Р. Газизов, студент каф. КИБЭВС

Научный руководитель А.М. Заболоцкий, доцент, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, ruslangazizow@gmail.com

При выполнении анализа печатных плат на ЭМС вычисляются диаграммы направленности суммарного уровня излучаемых эмиссий. Для их получения необходимо знать значения токов вдоль каждого проводника многопроводной линии передачи (МПЛП) на частотах из спектра сигнала. В настоящее время при анализе межсоединений печатных плат широко используется квазистатический подход. Описаны теоретические основы квазистатического вычисления отклика тока в начале и конце отрезка МПЛП [1]. Автором начата работа по реализации вычисления токов вдоль всего отрезка МПЛП, и представлены его результаты для тестовой схемы [2]. Появилась возможность точного вычисления тока на любом участке проводника вдоль отрезка МПЛП. Оно применено к реальной печатной плате: описаны теоретические основы и выполнены вычисления токов в проводниках ее шины [3]. Однако результаты этой работы не были представлены.

Целью данной работы являются вычисление токов вдоль многопроводной шины печатной платы на основе квазистатического анализа и демонстрация полученных результатов.

Для вычислений выбрана восьмипроводная шина длиной 74 мм реальной печатной платы радиотехнического блока аппаратуры радионавигации космического аппарата. Эквивалентная схема представлена на рис. 1, где $R1 = R2 = ... = R16 = 50$ Ом, параметры источника воздействия $E_г$: $E_0 = 1$ В, длительность вершины импульса $t_d = 6$ нс, длительность фронта и спада импульса $t_r = t_f = 1{,}5$ нс.

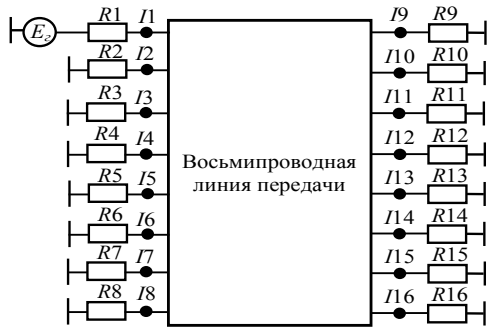


Рис. 1. Схема восьмипроводной линии передачи

Результаты вычислений (только для 5 точек вдоль шины, чтобы они были различимы) представлены на рис. 2.

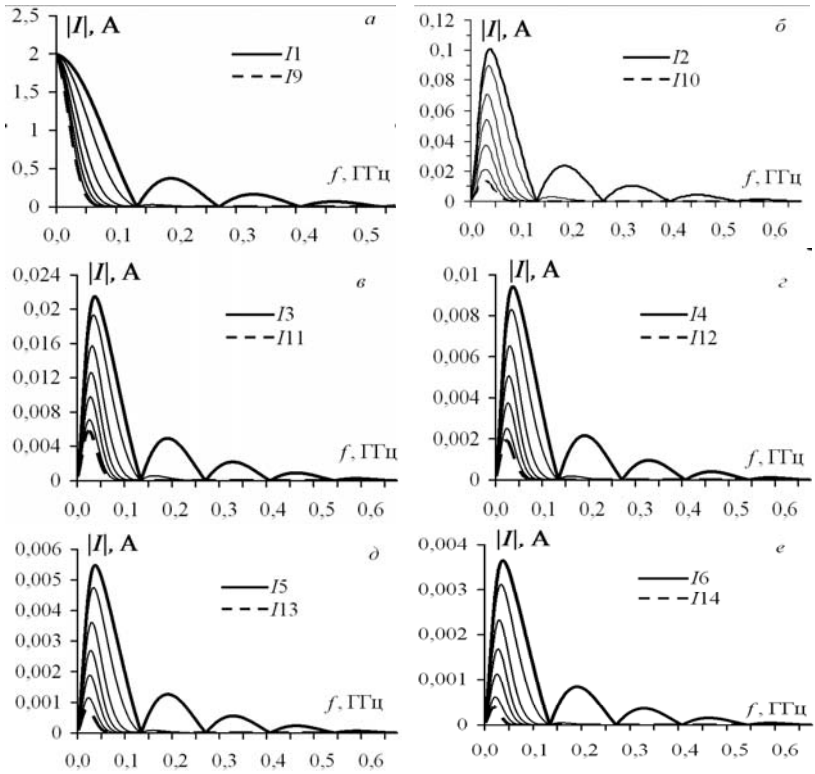


Рис. 2 (начало)

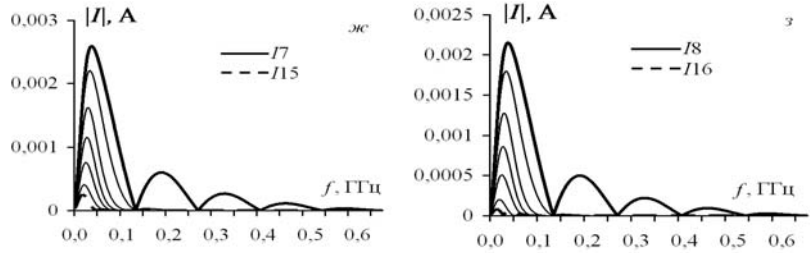


Рис. 2 (окончание). Спектры модуля токов вдоль активного (*а*) и пассивных (*б–з*) проводников (начало (——), конец (– – –))

Из полученных результатов видно, как меняется спектр тока вдоль проводника, а также в различных проводниках (сначала заметно резкое падение значения амплитуды тока, но при каждом следующем проводнике разница амплитуд токов становится менее заметной). Примечательно также резкое сужение спектра тока с удалением от начала к ее концу.

В результате было реализовано квазистатическое вычисление токов вдоль каждого проводника отрезка МПЛП на частотах из спектра сигнала. Это позволяет проводить вычисления напряженности электрического поля в заданной точке дальней зоны, а значит, диаграммы направленности суммарного уровня излучаемых эмиссий от печатной платы при заданных воздействиях в трассах.

Работа выполнена в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. (3-я очередь) по договору № 96/12 от 16.11.2012 между ТУСУРом и ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева.

ЛИТЕРАТУРА

1. Djordjevic A.R., Sarkar T.K. Analysis of time response of lossy multiconductor transmission line networks // IEEE Trans. Microwave Theory Tech. 1987. Vol. 35. №10. P. 898–907.

2. Газизов Р.Р. Участие студентов младших курсов в НИОКР ТУСУРА по космической тематике как начало подготовки кадров для ракетно-космической отрасли // Сб. тез. Общерос. молодежной науч.-техн. конф. «Молодежь. Техника. Космос» (БГТУ «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова), 20–22 марта 2013 г., г. Санкт-Петербург, в печати.

3. Газизов Р.Р. Вычисление токов вдоль многопроводных межсоединений печатных плат // Сб. тезисов Междунар. науч. студенческой конф., 12–18 апреля 2013 г., г. Новосибирск (в печати).

ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ СИСТЕМЫ РАСПОЗНАВАНИЯ ЛИЦ В ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ УСЛОВИЯХ ВИДЕНИЯ

Е.Н. Голиков, М.Б. Квасников, студенты 3-го курса
Научный руководитель М.И. Курячий, к.т.н., доцент каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, РТФ, elai.asti@gmail.com
Проект ГПО ТУ-1203 – «Интеллектуальные системы видеонаблюдения»

Целью проекта «Интеллектуальные системы видеонаблюдения» является разработка модулей интеллектуальных систем видеонаблюдения, обладающих новыми функциональными возможностями и/или улучшенными характеристиками. В рамках проекта ТУ-1203 была выполнена работа по обзору литературы, ознакомление с разновидностями интеллектуальных систем видеонаблюдения, их характеристиками. Из многих направлений данного проекта были выбраны два из них: «Видеонаблюдение в сложных метеоусловиях» и «Телевизионные системы распознавания лиц». Каждое направление является актуальным и перспективным на данный момент, так как все большее внимание уделяется средствам безопасности и требуются более совершенные охранные системы.

Можно выделить несколько основных разновидностей систем видеонаблюдения в экстремальных условиях видения. Первой из них является наблюдение с помощью активно-импульсных телевизионно-вычислительных систем (АИТВС), в которых используется инфракрасная подсветка, работающая в импульсном режиме. За счет работы в таком режиме любая длительная световая помеха (излучение прожекторов, фар, пламя костров и пр.) ослабляется в число раз, равное скважности работы прибора. Основные преимущества таких систем – это возможность вести наблюдение независимо от погодных условий и освещения, использование импульсной ИК-подсветки, невидимой для человеческого глаза, возможность сканировать пространство послойно, путем изменения задержки приема импульсов от ИК-осветителя, возможность достаточно точно измерить расстояние до исследуемого объекта. Недостатки АИ ТВС – относительно низкая разрешающая способность и чувствительность, дальность наблюдения ограничивается мощностью ИК-осветителя и чувствительностью камеры. Нами было проведено экспериментальное исследование макета АИ ТВС в реальных условиях наблюдения и оценены его основные характеристики.

Вторая разновидность систем видеонаблюдения в сложных условиях – это тепловизионные системы видеонаблюдения. Тепловизоры не используют видимый свет для формирования изображения, они используют тепло. Это позволяет быть им независимыми от освещения и создавать изображение в сложных погодных условиях. Тепловизион-

ные системы подразделяются на несколько основных классов: носимые, мобильные, стационарные, размещаемые на носителях. Преимущества тепловизоров: им не требуется подсветка, они позволяют обнаружить объекты, скрытые в неосвещенных областях, тумане, задымлении, такие системы видят на экстремально дальних дистанциях. Недостатки тепловизоров заключаются в высокой стоимости, невозможности получить изображение объектов, находящихся за прозрачными преградами, также объект с температурой окружающей среды может быть не замечен.

Отдельным направлением в системах видеонаблюдения в экстремальных условиях видения также можно выделить средства цифровой обработки. Они включают в себя устранение шумов (снег, туман) при помощи специальных алгоритмов обработки изображения, автоматическую регулировку параметров изображения с целью его улучшения, а также обработку изображения с целью удобства пользования системами видеонаблюдения. Преимущества средств цифровой обработки и целесообразность их использования заключаются в том, что они дополняют системы видеонаблюдения, позволяя получить наиболее качественное изображение, а также повышают удобство использования систем видеонаблюдения.

Рассмотрим второе направление работ по проекту – телевизионные системы распознавания лиц. Программные реализации распознавания лиц работают следующим образом. Вначале изображение толпы либо потока людей анализируется для обнаружения лиц. После обнаружения лиц производится трекинг (отслеживание) лица между кадрами видеопотока, выделяются основные признаки лица. После чего изображение лица нормализуется, при этом преобразуются индивидуальные черты лица. Полученное в итоге векторное представление сравнивается с базой данных.

Телевизионные системы распознавания лиц могут работать с различными видами изображения – двумерным и трехмерным. Некоторые разработчики для получения пространственной модели лица используют стереокамеры. В данном случае программное обеспечение в реальном времени строит 3D-модель лица испытуемого, а затем уже анализирует особенности лица, основываясь на участках поверхности, положение которых не меняется в зависимости от мимики. Это, прежде всего, надбровные дуги, глазницы, челюсть и нос.

Алгоритмы каскадной локализации лиц, которые чаще всего используются в двумерных системах распознавания лиц, имеют один существенный недостаток. Специалисты связывают его с тем, что выделение признаков здесь производится исключительно из яркостной составляющей изображения, а информация о цвете игнорируется. В

результате, например лица с нанесенным на них камуфляжем, не распознаются такими системами.

Существует большое количество разных систем контроля и управления доступом (СКУД), но распознавание лиц – единственная система, которая не требует от человека никаких действий. На данный момент достаточно точно распознаются неподвижные объекты, но там, где движется поток людей, надежное и точное распознавание лица не всегда происходит без ошибок. Остаются вопросы, как распознать лицо «замаскированного» человека. Как вариант рассматривается применение нескольких биометрических параметров либо использование 3D-технологий.

Мы рассмотрели три основных решения в области видеонаблюдения в сложных метеоусловиях, а также два вида телевизионных систем распознавания лиц. Все они обладают своими преимуществами и недостатками, но тем не менее использование современных технических решений в охранных системах является необходимым, так как позволяет повысить уровень безопасности объектов, уменьшить затраты на обслуживающий персонал и упростить многие процедуры, связанные с доступом на объект. В рамках проекта «Интеллектуальные системы видеонаблюдения» планируется в дальнейшем внедрение подобных систем в комплексные системы безопасности территориально-распределенных объектов и сооружений (КСБ ТРОС) ТУСУРа с целью модернизации ныне существующей системы, обеспечения более надежной работы охранного комплекса и автоматизации контроля доступа к объектам.

ЛИТЕРАТУРА

1. Волков В.Г. Активно-импульсные приборы ночного видения // Информационная система «Техника для спецслужб» [Электронный ресурс]. URL: http://www.bnti.ru/showart.asp?aid=632&lvl=02.21.

2. Карнеев Д. Тепловизор. Выбор профессионала // Информационная система «Техника для спецслужб». 2007 [Электронный ресурс]. URL:http://www.bnti.ru/showart.asp?aid=902&lvl=04.10.01.

3. Системы распознавания лиц на рынке безопасности // Security Focus. [Электронный ресурс]. 2012.

4. URL: http://www.secfocus.ru/articles/17118.htm?sphrase_id=36875.

РАЗБРОС ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЛЯ КОНДЕНСАТОРОВ ОДНОГО НОМИНАЛА И КОРПУСА

И.Ф. Калимулин, аспирант, А.М. Заболоцкий к.т.н., доцент
г. Томск, ТУСУР, каф.ТУ, ilirium115@gmail.com

Для выполнения моделирования задач электромагнитной совместимости используются широкополосные математические модели электронных компонентов. Существует несколько подходов создания моделей пассивных электронных компонентов: аналитический подход на основе конструкции [1], трёхмерное полноволновое моделирование [2] и на основе результатов измерений [3]. В работах [4, 5] получены модели резистора и конденсатора, однако остаётся неисследованным вопрос, насколько отличаются частотные характеристики разных экземпляров компонентов одного номинала и размера.

Цель работы – выполнить анализ результатов измерений модуля коэффициента отражения S_{11} десяти конденсаторов одного номинала и корпуса.

Исследуемый монолитный керамический чип-конденсатор GRM21BR71H224K изготовлен компанией Murata (типоразмер 0805, номинал 0,22 мкФ, 50 В). Для измерения конденсатор напаивался на коаксиально-микрополосковый переход (КМПП) типа SMA. Измерение каждого экземпляра выполнялось на одном и том же КМПП при комнатной температуре. После измерения каждого экземпляра выполнялись его выпаивание и пайка следующего экземпляра. КМПП подключался к датчику КСВ через коаксиальный переход «Микран ПК2-26-13-05». Измерение выполнялось на скалярном анализаторе цепей «Микран Р2М-40».

Для снижения излучения от КМПП производилось укорочение длины его штыря. Перед измерением выполнялись калибровка КМПП на холостом ходу и коротком замыкании (КЗ). Чтобы оценить рабочий диапазон подготовленного перехода, было выполнено измерение модуля коэффициента отражения S_{11} для КМПП после калибровки при наличии КЗ со стороны укороченного штыря. Из рис. 1 видно, что $|S_{11}|$ выходит за пределы диапазона 0±0,9 дБ на частоте >35,25 ГГц. При этом из документации на Р2М-40 [6] известно, что после выполнения калибровки, при подключенной нагрузке КЗ, модуль коэффициента отражения S_{11} должен находиться в пределах 0±0,9 дБ, что является условием корректной калибровки. Следовательно, рабочий диапазон КМПП после калибровки составляет 10 МГц– 35,25 ГГц.

На рис. 2 показан $|S_{11}|$ после усреднения результатов всех 10 конденсаторов по среднеарифметической формуле, доверительные интервалы отображают разброс характеристики.

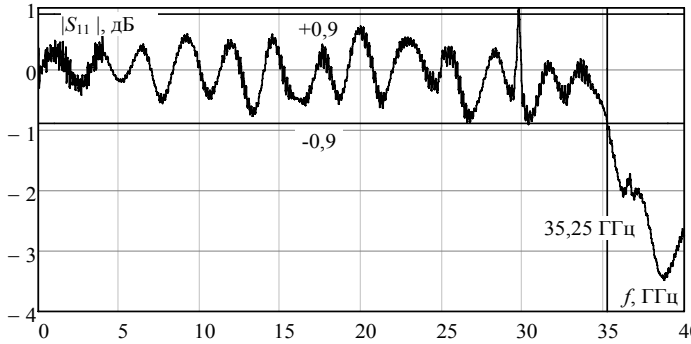


Рис. 1. Рабочий диапазон подготовленного коаксиально-микрополоскового перехода (КМПП)

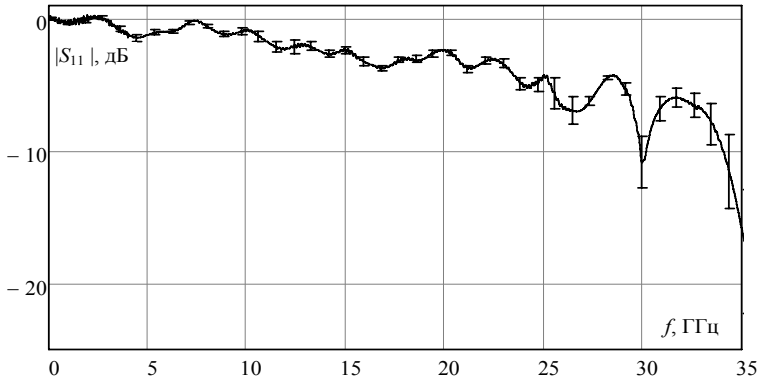


Рис. 2. Модуль коэффициента отражения S_{11} десяти конденсаторов после усреднения

Максимальное значение разброса не превышает 4,7 дБ, а медианное значение разницы – 0,3 дБ (таблица). Таким образом, разброс параметров для конденсатора GRM21BR71H224K в партии 10 шт. является несущественным в диапазоне 10 МГц – 25 ГГц, и при получении его модели разбросом можно пренебречь.

Максимальное и медианное значения отклонения для модуля усреднённого коэффициента отражения S_{11}

Частотный диапазон, до ГГц	Максимальное значение отклонения Δ, дБ	Медианное значение отклонения Δ, дБ
1	0,125	0,088
18	0,506	0,215
25	0,605	0,241
35,25	4,697	0,278

Работа выполнена в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010г. (3 очередь) по договору №96/12 от 16.11.2012 между ТУСУРом и ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kim M.-G., Lee B.H., Yun T.-Y. Equivalent-Circuit Model for High-Capacitance MLCC Based on Transmission-Line Theory // IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology. 2012. №2. P. 1012–1020.

2. Weller T., Dib N., Lakshminarayanan B. FDTD modeling of ceramic multilayer capacitors using lumped equivalent models // IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium. 1999. P. 1086–1089.

3. Lee J.-A., Kim D., Eo Y. Circuit modeling of Multi-Layer Ceramic Capacitors using s-parameter measurements // 2008 International SoC Design Conference. 2008. P. I–358–I–361.

4. 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.

5. Калимулин И.Ф., Мелкозёров А.О. Оптимизация параметров математической модели резистора по критерию соответствия расчетного модуля коэффициента отражения измеренному в диапазоне до 20 ГГц // Докл. Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2012. №2(26). С. 66–70.

6. Микран:Руководство по эксплуатации Р2М-40. Ч. 3. 2011. 64 с.

РАСПОЗНАВАНИЕ АВТОМОБИЛЬНЫХ НОМЕРОВ С ВИДЕОРЕГИСТРАЦИЕЙ ДЛЯ КОМПЛЕКСНЫХ СИСТЕМ БЕЗОПАСНОСТИ

А.В. Каменский, М.Ю. Маланин, студенты 3-го курса

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

г. Томск, ТУСУР, РТФ, malmaks23@rambler.ru

Проект ГПО ТУ-1203 – «Интеллектуальные системы видеонаблюдения»

Система распознавания номерных знаков – это программно-аппаратный комплекс, обеспечивающий распознавание номеров движущихся автомобилей, надежно работающий в широком диапазоне внешних условий, легко интегрируемый с охранным оборудованием, исполнительными устройствами и внешними базами данных.

Комплекс эффективен для решения задач регистрации, идентификации и обеспечения безопасности автомобилей, контроля транспортных потоков.

Принцип работы системы. Камера, установленная на контрольно-пропускном пункте, фиксирует приближающийся автомобиль. Видеоданные поступают на сервер, где после предварительной обработки полученного изображения выполняется анализ регистрационного зна-

ка. Распознанный номер транспортного средства, а также информация о типе номерного знака и идентификатор соответствующего канала передаются на сервер системы.

Система проверяет, занесен ли подъехавший автомобиль в базу данных. Если он зарегистрирован и имеет право на проезд, будет отдана команда на открытие шлагбаума, в противном случае оператору будет предложено добавить транспортное средство в базу, открыть исполнительное устройство вручную или отказать в доступе. Факт проезда, а также все действия оператора будут запротоколированы в журнале событий.

Модуль верификации автомобиля по внешнему виду, подключенный к системе, позволяет предупреждать махинации с регистрационными знаками. Изображение транспортного средства, полученное с видеокамеры, сравнивается с фотографией автомобиля, которому согласно базе данных принадлежит распознанный номер. В случае несовпадения выдается предупреждение оператору.

Основные возможности системы. Ведение базы данных клиентов и автомобилей с подробной информацией о самих транспортных средствах (марка, модель, цвет и др.) и лицах, допущенных к управлению ими.

Идентификация транспортных средств по распознанному регистрационному знаку и/или проксимитикарте, дополнительная верификация по внешнему виду.

Обеспечение автоматического доступа на территорию при наличии у идентифицированного автомобиля необходимых прав. Возможность ручного управления исполнительными устройствами.

Занесение в журнал событий информации о проездах автомобилей, в том числе стоп-кадров, даты, времени и причины, по которой был разрешен доступ (например, команда оператора).

Контроль присутствия транспортных средств на территории и подсчет времени стоянки. Формирование детализированных отчетов.

Для решения задач по обеспечению безопасности объекта с помощью системы видеонаблюдения применяются цифровые видеорегистраторы (DVR), которые используются для круглосуточной записи и одновременного отображения на видеомониторе видеоинформации, поступающей с подключенных к регистратору камер. Видеорегистратор может использоваться для выполнения охранных функций и наблюдения на различных объектах:

– видеонаблюдение на вокзалах, в аэропортах;
– видеонаблюдение в ресторанах, кафе;
– видеонаблюдение в банках, обменных пунктах;
– видеослежение в магазинах, супермаркетах, складах;

– видеонаблюдение в различных государственных учреждениях (больницы, детские сады, школы);

– система видеорегистрации, входящая в охранные системы коттеджных поселков (садоводств);

– система наблюдения за подъездом жилого дома и припаркованными к дому машинами;

– видеонаблюдение в квартире, на лестничных клетках.

Видеорегистратор (англ. *Digital Video Recorder*, DVR, цифровой видеорегистратор) – это автономное устройство, которое имеет в своем составе все необходимое для записи и воспроизведения видеосигнала от охранных видеокамер, поэтому видеорегистратор является альтернативой устаревшим решениям видеонаблюдения на базе мультиплексора и кассетного видеомагнитофона.

Видеорегистраторы производят видеозапись на обычный встроенный жесткий диск, благодаря этому достигается быстрый поиск нужных видеозаписей в архиве, надежность работы и не происходит потери качества видеосигнала.

Современные видеорегистраторы имеют множество разнообразных функций, просты в использовании, кроме этого, некоторые видеорегистраторы позволяют просматривать изображения с них по локальной сети или сети Internet.

Видеорегистраторы, в основном, используются в системах видеонаблюдения как стационарных (на объектах), так и подвижных (например, для видеорегистрации обстановки в процессе движения автомобиля). Видеорегистратор представляет собой сложное электронное устройство, сходное по строению с компьютером или видеосервером, и содержит в своём составе АЦП, процессор, жёсткий диск и другие компоненты. Для управления видеорегистратором на нём установлена специализированная операционная система. Перед записью оцифрованные видеоизображения, как правило, подвергаются компрессии для уменьшения занимаемого места на жёстком диске. Практически все видеорегистраторы могут работать как с монохромными, так и с цветными видеоизображениями. Многие видеорегистраторы имеют возможность подключения к компьютерной сети для передачи видеоизображений на компьютеры удалённых пользователей.

Видеорегистраторы характеризуются такими параметрами:

– функциональность (симплекс, триплекс, пенталекс);

– число входных видеоканалов;

– суммарная скорость записи;

– разрешение;

– используемый тип компрессии;

– количество записываемой информации до перезаписи;

– возможность подключения внешних накопителей информации;
– возможность подключения аудиоканалов;
– возможность подключения IP-видеокамер.

ЛИТЕРАТУРА

1. Система безопасности и коммуникации – 2012 [Электронный ресурс]. http://sistemy-bezopasnosti.com/gotovye_resheniya/

2. ВТ Центр-2012 [Электронный ресурс]. http://www.vt-center.ru/videoregistrar-price

3. Материал из Википедии – свободной энциклопедии [Электронный ресурс]. http://ru.wikipedia.org/wiki/Видеорегистратор.

ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ ПО ИЗУЧЕНИЮ СТАНДАРТА СЖАТИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ JPEG 2000

В.В. Капустин, м.н.с., Г.Д. Казанцев, к.т.н., доцент

г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, peregnun@mail.ru

В связи с внедрением цифрового телевизионного вещания в России на кафедре телевидения и управления ТУСУРа разрабатывается и создается лабораторный практикум по изучению цифрового телевидения. Основой цифрового телевидения является компрессия изображений. Методы компрессии и декомпрессии изображений разнообразны, достаточно сложны и внекоторых случаях труднодоступны для понимания ввиду отсутствия «визуального» эффекта при изучении алгоритмов, состоящих из нескольких последовательных процедур обработки телевизионных изображений.

В данной статье приводятся результаты работы по созданию программной реализации кодирования и декодирования в стандарте JPEG 2000. Разрабатываемая программа включает в себя: преобразование цветового пространства RGB в YCrCb, дискретное вейвлет преобразование (ДВП), квантование ДВП коэффициентов, арифметическое кодирование.

Средствами GUIDE и редактора *m*-файлов MATLAB разработан графический интерфейс пользователя (рис. 1), позволяющий в интерактивном режиме управлять параметрами кодирования и анализировать результаты кодирования (степень компрессии и качество кодирования). Для изучения процедуры кодирования и декодирования интерфейс позволяет выбрать один из шести вейвлет-фильтров, определить уровень дискретного вейвлет-преобразования (от 1 до 4), установить величину квантования отдельно для яркостной и цветоразностных компонент, а также изучить изменение параметров кодирования на разных этапах выполнения алгоритма (на входе кодера, после ДВП,

квантования, энтропийного кодера). Имеется возможность визуально отобразить разность входного и восстановленного изображения и при необходимости усилить ее для более наглядного представления потерь, вносимых квантованием (рис. 2).

Для анализа изменений происходящих с изображением в результате кодирования, пользователю доступно отображение гистограммы входного RGB-изображения (рис. 3, *а*) и выходного (восстановленного) RGB-изображения (рис. 3, *б*)

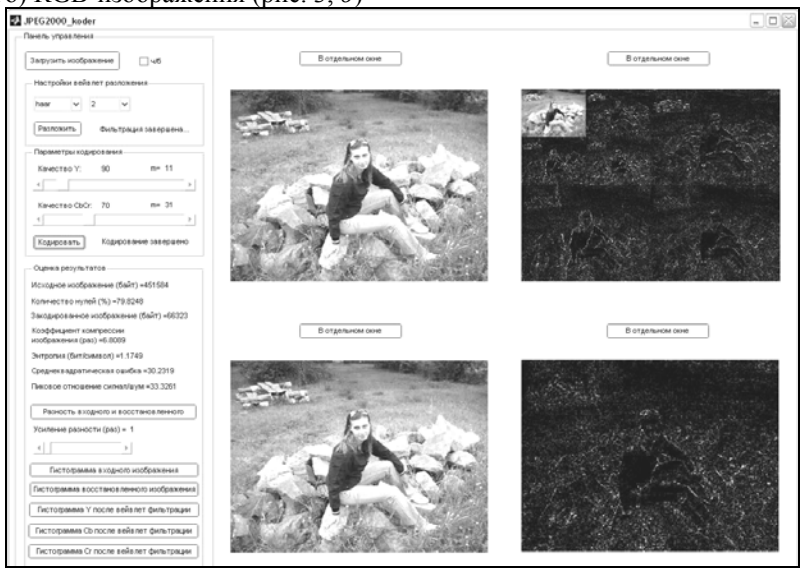


Рис. 1. Графический интерфейс программы JPEG 2000

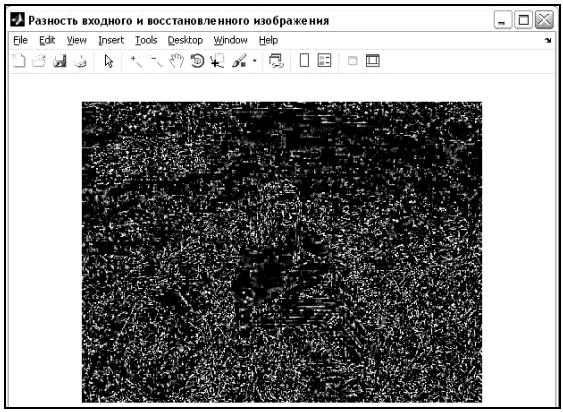
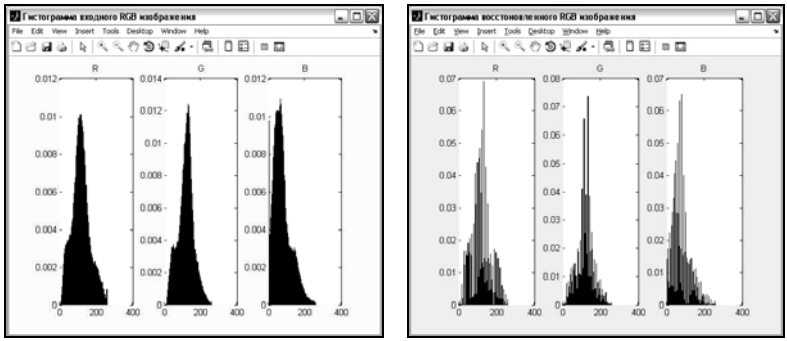


Рис. 2. Разность входного и восстановленного изображения



а *б*

Рис. 3. Гистограмма входного и восстановленного RGB-изображения

Созданное программное обеспечение работает независимо от среды MATLAB. В данном лабораторном практикуме реализованы следующие темы: сжатие данных на основе вейвлет-преобразований; исследование энтропийного сжатия на основе арифметического кодирования.

Данный проект ориентирован на изучение студентами принципов кодирования как статических цифровых изображений, так и цифровой видеоинформации в интерактивном режиме.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гонсалес Р., Вудс Р., Эддинс С. Цифровая обработка изображений в среде MATLAB. М.: Техносфера, 2006. 616 с.

2. Сэломон Д. Сжатие данных, изображений и звука. М.: Техносфера, 2004. 368 с.

ОБЗОР ТЕМ-КАМЕР, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ИСПЫТАНИЙ НА ЭМС

М.Е. Комнатнов, студент каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, НИЛ «БЭМС РЭС», maxmek@mail.ru

Испытания оборудования на электромагнитную совместимость (ЭМС), проводимые на открытом пространстве (Open Area Test Site–OATS), являются образцовым измерением для большинства стандартов по ЭМС, которые предполагают вычисление поля в дальней зоне. Как правило, подобные стандарты применяются при испытании оборудования на помехоэмиссии и устойчивость к облучению электромагнитным полем (ЭМП) [1]. OATS-испытания могут быть трудоемкими и некорректными за счет влияния неконтролируемых внешних

полей и климатических условий окружающей среды на испытуемое оборудование (ИО) (Equipment under test – EUT). Альтернативой проведения испытаний является закрытое пространство с бесконечной землей и равномерным распространением поля вдоль поверхности проводника с полным его поглощением в конце проводника. Для данных целей существуют разработанные безэховые и ТЕМ-камеры (Transverse Electro-magnetic Mode) для исследования воздействия ЭМП на ИО. В основном, подобные испытания зависят от корректности и точности измерений используемым оборудованием, а также параметров и характеристик используемой ТЕМ-камеры. В последнее время появилось большое разнообразие камер, что затрудняет их выбор.

Цель работы – представить обзор ТЕМ-камер, необходимых для испытания оборудования на устойчивость к ЭМП.

В работе [2] представлена ТЕМ-камера, построенная по классической схеме «камера Крауфорда». Она состоит из центральной прямоугольной и двух пирамидальных частей, на вершинах которых располагается соединитель для подключения генератора и нагрузки с волновым сопротивлением 50 Ом. Диапазон рабочих частот ТЕМ-камеры ограничен первой резонансной частотой; как правило, это ограничение связано с переходами между прямоугольной и пирамидальной частями камеры. Эти переходы возбуждают моды высших порядков, которые нарушают равномерное распространение ТЕМ-волны на частотах выше резонансной частоты камеры.

Камера, избавленная от этого недостатка, GTEM (Gigahertz Transverse Electromagnetic Mode)-камера, представлена в [3]. Она состоит из одной пирамидальной части и одного соединителя для подключения генератора. Внутри камеры (возле основания) расположен пирамидальный поглотитель для высоких частот с нагрузкой в 50 Ом для низких частот. Поглотитель располагается так, что его вершины направлены на вершину GTEM-камеры. В классической ТЕМ-камере внутренний проводник расположен по центру ячейки, тогда как в GTEM-камере проводник находится в верхней трети ячейки, что позволяет проводить исследования для объектов большего размера [4]. Устройство GTEM-камеры и общая схема подключения измерительного оборудования показаны на рис. 1.

Основными характеристиками ТЕМ-камеры являются: волновое сопротивление (Z), высота или габариты ИО (H), диапазон рабочих частот (f), значения максимальной подводимой мощности (P), напряженность поля в центре камеры (E), коэффициент стоячих волн по напряжению (КСВН) и эффективность экранирования (ЭЭ) камеры.

В настоящее время существуют разные ТЕМ- и GTEM-камеры: открытого и закрытого вида, в вертикальном или горизонтальном ис-

полнении, с разным волновым сопротивлением и подводимой мощностью, в диапазоне рабочих частот до 3 ГГц для ТЕМ-камер и до 40 ГГц для GTEM-камер. Ниже представлены ТЕМ- и GTEM-камеры с волновым сопротивлением 50 Ом.

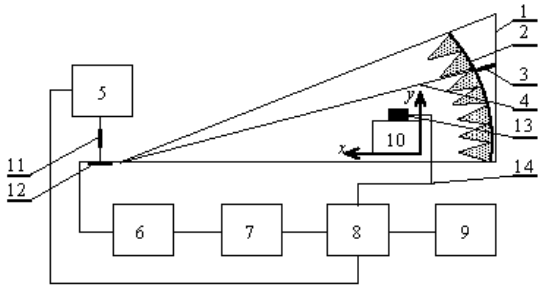


Рис. 1. Устройство GTEM-камеры и подключение к ней измерительного оборудования: *1* – GTEM-камера; *2* – высокочастотный поглотитель; *3* – низкочастотная нагрузка; *4* – центральный проводник; *5* – измеритель мощности; *6* – усилитель мощности; *7* – генератор сигналов СВЧ-диапазона; *8* – измерительный приёмник; *9* – рабочая станция; *10* – испытуемое оборудование; *11* – датчик мощности; *12* – направленный ответвитель; *13* – зонд измерения напряженности поля; *14* – оптический волновод

ТЕМ-камеры: Frankonia TEMF500: КСВН≤1,1 при f≤500 МГц, E=350 В/м, P=1 кВт, H=100 мм. Frankonia TEMF3000: КСВН≤1,2 при f≤3 ГГц, E=1,4 кВ/м, P=400 Вт, H=23,5 мм [5]. Teseq DTEM: КСВН≤1,2 при f≤400 МГц, P=1 кВт, H=300 мм [6].

GTEM-камеры: Tescom TC-5063A: КСВН≤1,7, при f=100 МГц…3 ГГц; ЭЭ≥80 дБ, при f≥2 ГГц и ЭЭ≥70 дБ, при f=2…3 ГГц, E=13 дБмкВ/м при 1 мкВ на входе; H=220 мм; вертикальное исполнение [7]. Frankonia GTEM500: КСВН≤1,2 при f=10 кГц…18 ГГц, P=500 Вт, H=400×400×300 мм. Frankonia GTEM1000: КСВН≤1,2 при f=10 кГц…18 ГГц, P=700 Вт, H=750×750×700 мм [5]. Teseq GTEM500: КСВН ≤1,45 при f≤20 ГГц, P=100 Вт, H=410×410×310 мм. Teseq GTEM2000: КСВН ≤1,45 при f≤20 ГГц, P=1 кВт, H=ИО 1500×1500×1320 мм [6].

Представленный обзор ТЕМ- и GTEM-камер позволяет сделать следующие выводы. Отличительной особенностью камер, кроме диапазона рабочих частот, является эффективная зона ИО, которая может служить критерием выбора размера камеры. Значение КСВН, которое говорит о неравномерности распространения поля вдоль камеры, а следовательно, неравномерности волнового сопротивления вдоль неё, может также повлиять на измерение ЭМП в ИО. Примечательна не-

возможность проведения испытаний при контролируемых климатических условиях, например температуры воздействия на ИО с одновременным воздействием ЭМП. Все это говорит, что данные виды камер требуют совершенствований не только внутренних характеристик, но и добавления новых функций, которые приближают работу ИО к реальным условиям.

Работа выполнена в порядке реализации постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. (3-я очередь) по договору № 96/12 от 16.11.2012 между ТУСУРом и ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева.

ЛИТЕРАТУРА

1. Groh C., Karst J.P., Koch M., Garbe H.. TEM waveguides for EMC measurements // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 1999. Vol. 41, №4. Nov. P. 440–445.

2. Crawford M.L. Generation of standard EM fields using TEM transmission cells // IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility. 1974. Vol. EMC–16, №4. Nov. P. 189–195.

3. Hansen D., Wilson P., Konigstein D. and Schaer H. A broadband alternative EMC test chamber based on a TEM-cell anechoic-chamber hybrid concept // In Proceedings of the 1989 International Symposium on Electromagnetic Compatibility. Nagoya. Japan. September 1989. P. 133–137.

4. Nothofer A., Alexander M. The use of GTEM cells for EMC measurement. National Physical Laboratory. 2003. №65. January. 53 p.

5. http://www.frankonia-emv.com

6. http://www.teseq.com

7. http://www.ctscorp-usa.com

ДВУМЕРНАЯ АПЕРТУРНАЯ КОРРЕКЦИЯ В РАЗРЕЖЕННЫХ МАСКАХ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЙ

А.Л. Конюхов, аспирант, А.Г. Костевич, к.т.н., доцент

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

Работа посвящена обработке изображений, полученных в активно-импульсных телевизионно-вычислительных системах (АИ ТВС) [1], с помощью двумерной апертурной коррекции при использовании разреженных масок большого размера. Результаты обработки оценивались по контрастно-частотным характеристикам полученных изображений и реальному отношению сигнал/шум (РОСШ) [2].

Обработка тестовых изображений производилась в два этапа: обработка простым ФНЧ для повышения отношения сигнал/шум (изображения, полученные в АИ ТВС, сильно зашумлены), и обработка фильтром повышения четкости [3].

Разреженные маски используются для уменьшения количества операций в фильтре. Размеры маски должны быть, по крайней мере, в два раза больше размера выделяемого малоразмерного объекта.

Кроме того, большие маски почти изотропны (результаты обработки одинаковы во всех направлениях) и с их помощью мы лишь определяем элементы, которые будут участвовать в обработке, а не саму обработку. Эффективность обработки масками большого размера значительно увеличивается.

Любой малоразмерный объект есть множество точек в некоторой компактной области (это может быть круг, прямоугольник, крест, ромб и т.д.). Вокруг центрального элемента есть «периферийная зона». Если размер этой зоны в два раза больше размеров объекта, то объект выделяется без искажений.

Однако для больших объектов возникает эффект искажения границ объектов при больших перепадах яркости, а также смешение частей разных объектов друг с другом и разрушение некоторых деталей изображений (пример – маска 15×15 элементов). Это связано с тем, что значения яркости пикселей обработанного изображения формируются из далеко отстоящих от центральной точки элементов.

В табл. 1 и 2 приведены результаты измерений РОСШ и КЧХ обработанного тестового изображения соответственно. Варьировался размер разреженной маски.

Таблица 1

Результаты измерений РОСШ тестового изображения при различных размерах разреженной маски

Размер маски, элементов	РОСШ на темном участке, СКО	РОСШ на светлом участке, СКО	РОСШ на темном участке, СЛО	РОСШ на светлом участке, СЛО
1×1 (исходный кадр)	41	14,6	23,2	18,3
3×3	54,9	26,3	45	30,9
5×5	53,3	23,8	40,2	27,9
7×7	50,1	21	35,4	24,4
9×9	49,9	20,4	35,2	23,6
11×11	49,9	20,2	35,1	35,1
13×13	49,7	20,3	34,7	23,4
15×15	48,5	20,6	32,8	23,8

На рис. 1 приведено несколько разреженных масок, использованных в обработке, для демонстрации расположения элементов в масках, которое позволяет добиться изотропности во всех направлениях.

На основе полученных результатов можно заключить, что самой высокой эффективностью обработки обладает разреженная маска 7x7

элементов (это справедливо для использованного типа маски при воздействии на конкретную группу изображений), поскольку наблюдается максимальное улучшение КЧХ при незначительном снижении параметров РОСШ.

Таблица 2

Результаты измерений КЧХ тестового изображения при различных размерах разреженной маски

Размер маски	Количество телевизионных линий (ТВЛ)						
Количество элементов	100	150	200	250	300	350	400
1×1 (исходный кадр)	1	1	0,9	0,7	0,52	0,4	0,25
3×3	1	1	0,9	0,68	0,64	0,4	0,32
5×5	1	1	0,9	0,75	0,7	0,45	0,32
7×7	1	1	0,9	0,8	0,77	0,5	0,33
9×9	1	1	0,9	0,72	0,64	0,47	0,28
11×11	1	1	0,9	0,7	0,61	0,35	0,25
13×13	1	1	0,9	0,64	0,58	0,3	0,2
15×15	1	1	0,9	0,6	0,55	0,3	0,18

–0,1	–0,1	–0,1
–0,1	2	–0,1
–0,1	–0,1	–0,1

а

0	0	0	–0,1	0	0	0
0	–0,1	0	0	0	–0,1	0
0	0	0	0	0	0	0
–0,1	0	0	2	0	0	–0,1
0	0	0	0	0	0	0
0	–0,1	0	0	0	–0,1	0
0	0	0	–0,1	0	0	0

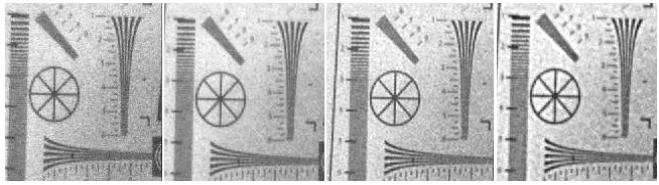
б

0	0	0	0	0	–0,1	0	0	0	0	0
0	–0,1	0	0	0	0	0	0	0	–0,1	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
–0,1	0	0	0	0	2	0	0	0	0	–0,1
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	–0,1	0	0	0	0	0	0	0	–0,1	0
0	0	0	0	0	–0,1	0	0	0	0	0

в

Рис. 1. Маски фильтра повышения четкости: *а* – базовая 3×3 элементов; *б* – разреженная 7×7 элементов; *в* – разреженная 9×9 элементов

На рис. 2 приведены фрагменты тестовых изображений, обработанных различными разреженными масками.



а *б* *в* *г*

Рис. 2. Фрагменты тестовых изображений, обработанных различными разреженными масками: *а* – исходное изображение; *б* – изображение, обработанное маской 3×3; *в* – изображение, обработанное маской 7×7; *г* – изображение, обработанное маской 15×15

При дальнейшем увеличении размера маски в обработанных изображениях возникают значительные искажения, потому что построение объектов в обработанном изображении происходит на базе точек, находящихся слишком далеко от центра маски.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кирпиченко Ю.Р., Курячий М.И., Пустынский И.Н. Видеоинформационные системы наблюдения и контроля при сложных условиях видимости // Докл. Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2012. № 2 (26), ч. 1. С. 105–110.

2. Конюхов А.Л., Костевич А.Г., Курячий М.И. Критерии оценки отношения сигнал/шум в активно-импульсных телевизионно-вычислительных системах // Докл. Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2012. № 2 (26), ч. 1. С. 111–115.

3. Конюхов А.Л., Гальчук И.В., Курячий М.И. Повышение разрешающей способности активно-импульсных телевизионно-вычислительных систем с использованием двумерной апертурной коррекции и итерационных алгоритмов // Распознавание – 2012: сб. матер. X Междунар. науч.-техн. конф., Курск, 15–17 мая 2012 г. Курск, 2012. С. 101–102.

СОЗДАНИЕ ПАНОРАМ ИЗОБРАЖЕНИЙ ТРАСС ОБЗОРА В АКТИВНО-ИМПУЛЬСНЫХ ТЕЛЕВИЗИОННО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ

А.Л. Конюхов, аспирант, М.Е. Комнатнов, студент 5-го курса

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

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

Изображения, полученные в АИ ТВС, специфичны из-за особенностей тракта формирования изображения и используемого метода

приема отраженных от объектов ИК-импульсов [1, 2]. Получаемые в импульсном режиме работы системы изображения имеют ряд особенностей:

– выделяется определенная зона пространства;

– изображения сильно зашумлены, помимо прочего [2], присутствуют сцинтилляции;

– изображения имеют невысокую контрастность и узкий динамический диапазон.

Главное отличие АИ ТВС от других систем технического зрения в том, что система формирует не изображение панорамы, наблюдаемое в объектив, а плоскую область, отстоящую на определенное расстояние от системы. В данной работе рассматривается метод объединения нескольких изображений, полученных при наблюдении одной и той же трассы на разных дальностях и снабжении каждого изображения цветовой составляющей, для визуального разделения объектов по дальности относительно наблюдателя.

Назначение гомоморфных фильтров и их реализация описаны в [3, 4].

Приведем основную формулу, на которой основан алгоритм обработки:

$$H(u,v)=(\gamma_H-\gamma_L)\cdot A(u,v)+\gamma_L,$$

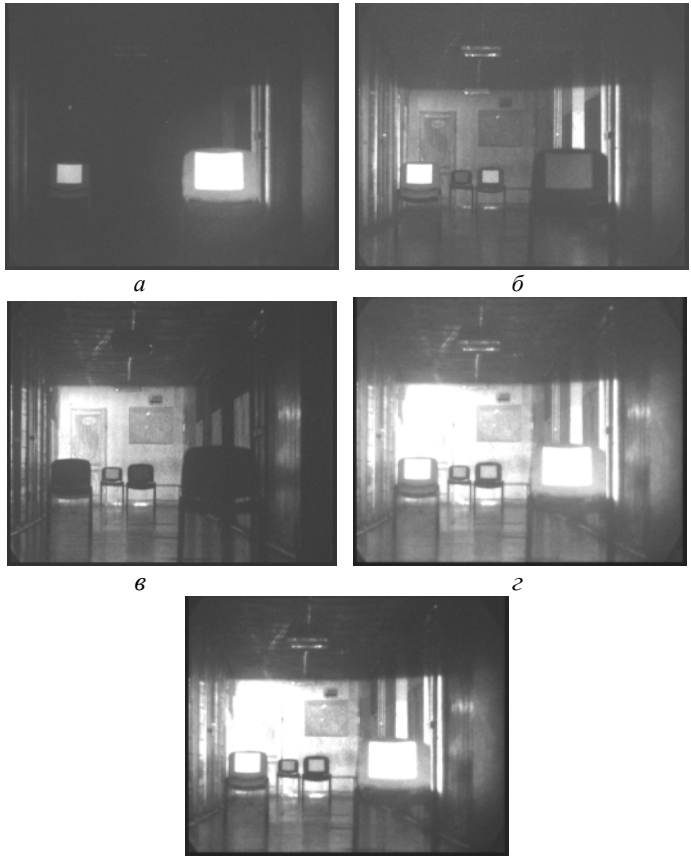
где γ_H и γ_L – параметры передаточной характеристики фильтра; $A(u,v)$ – функция используемого фильтра, в данном случае – НЧ Гаусса. Собственно, параметры передаточной характеристики являются теми изменяемыми величинами, подбор которых и позволяет добиться максимальной эффективности фильтрации. Как критерий эффективности обработки в данном случае используется контраст.

При параметрах передаточной характеристики фильтра $\gamma_H=1{,}7$ и $\gamma_L=0{,}5$ было получено изображение, приведенное на рис. 1, *д*.

Значение контраста вычислялось по методике [5], причем сравнивались характерные участки, на которых хорошо заметен эффект гомоморфной фильтрации. Полученные значения контрастов приведены в таблице.

При создании панорамного изображения на базе изображений, полученных на разных дальностях, происходит сложение яркостей пикселей. При сложении информации темных участков значения результирующих яркостей пикселей не выходят за границы отведенного диапазона системы (255 уровней). Однако значения пикселей на светлых участках изображений разных зон, наложенных друг на друга, выходят за границы допустимого диапазона и происходит потеря час-

ти информации. Это хорошо заметно на центральной части полученного изображения панорамы.



а *б*

в *г*

д

Рис. 1. Панорамное изображение, построенное на базе изображений трех различных зон дальности: *а* – зона, удаленная от АИ ТВС на 10 м; *б* – зона, удаленная от АИ ТВС на 20 м; *в* – зона, удаленная от АИ ТВС на 30 м; *г* – панорамное изображение, полученное наложением зон; *д* – панорамное изображение, обработанное гомоморфным фильтром

Результаты измерения контраста серии тестовых изображений

	Пара изображений					
	а и *д*		*б* и *д*		*в* и *д*	
Значение контраста	0,52	0,81	0,54	0,85	0,62	0,89

«Засвеченные» участки на панораме (вышедшие за границы допустимой яркости) появляются там, где имеет место переотражение инфракрасного излучения от стен. Для панорам, полученных в полевых условиях, этот эффект отсутствует. В реальных условиях необходимо составлять панораму из зон, достаточно удаленных друг от друга, чтобы избежать подсветки одних и тех же участков и потери информации при наложении изображений зон в результате возникновения аналогичной «засветки».

Для участков, не подвергшихся потере информации (более 90% площади изображения), эффективность гомоморфной фильтрации очевидна: были выявлены и выделены все объекты, присутствовавшие на трассе обзора.

В дальнейших исследованиях предполагается снабжать изображения, полученные для разных зон дальностей, различными цветовыми компонентами. В этом случае не затрачивается время на применение гомоморфной фильтрации, но налагаются иные требования на систему формирования выходного сигнала для наблюдателя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Белов В.В. Активные ТВ-системы видения с селекцией фонов рассеяния / В.В. Белов, Г.Г. Матвиенко, Р.Ю. Пак и др. // Датчики и системы. 2012. № 3. С. 25–30.

2. Конюхов А.Л., Костевич А.Г., Курячий М.И. Критерии оценки отношения сигнал/шум в активно-импульсных телевизионно-вычислительных системах // Докл. Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. – 2012. № 2 (26), ч. 1. С. 111–115.

3. Oppenheim Alan V., Shafer Ronald W., Stockham Thomas G. Nonlinear filtering of multiplied and convolved signals // IEEE Transactions on Audio and Electroacoustics. 1968. Vol. AU–16, №3. Sep. P. 437–466.

4. Гонсалес Р. Цифровая обработка изображения / Р. Гонсалес, Р. Вудс. М.: Техносфера, 2005. 1072 с.

5. Конюхов А.Л. Оценка контрастности изображений в активно-импульсных телевизионно-вычислительных системах // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2012», 2012. Томск: В-Спектр, С. 97–98.

ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ ВЫЧИСЛЕНИЯ ЁМКОСТИ ПЕРЕХОДНОГО ОТВЕРСТИЯ В ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ

Ег.В. Лежнин, студент, Р.И. Аширбакиев, аспирант

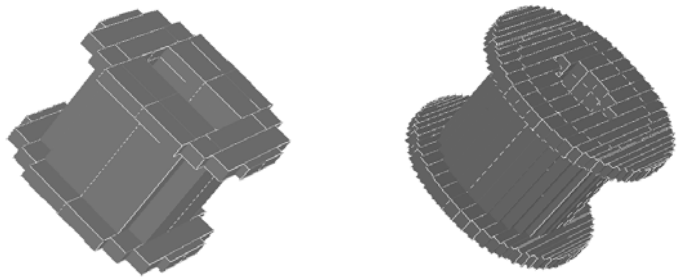
г. Томск, ТУСУР, pavertomato@gmail.com, cr4cpp.2@gmail.com

При моделировании электромагнитной совместимости печатных плат бортовой аппаратуры космических аппаратов в системе TALGAT [1] необходимо учитывать паразитные параметры переходных отвер-

стий, в частности, ёмкость [2]. Моделируемые печатные платы импортируются в систему TALGAT из файлов формата Altium Desiner, которые не содержат описания геометрической формы переходного отверстия в явном виде. Для переходных отверстий в формате Altium Desiner задаются расположение, радиус отверстия и радиусы гарантийных поясков. Так как модуль MOM3D системы TALGAT для вычисления матриц ёмкостей работает со структурами проводников и диэлектриков, которые состоят из ортогональных плоскостей, при импорте выполняется соответствующая аппроксимация переходных отверстий. Очевидно, что в результате выполнения такого преобразования возникают ошибки аппроксимации.

Цель данной работы – исследовать точность вычисления ёмкости переходного отверстия в печатной плате при изменении точности аппроксимации.

Точность аппроксимации задается параметром *iPoints* команды CYLINDER_RING_ER2_XY, которая генерирует ортогональную модель переходного отверстия. Пример полученной с помощью данной команды модели показан на рис. 1 для значений *iPoints* 3 и 6.



а *б*

Рис. 1. Модель переходного отверстия: *iPoints*=3 (*а*) и *iPoints*=6 (*б*)

Из рис. 1 видно, что для iPoints, равного 3, точность аппроксимации низкая, для iPoints, равного 7, – ближе к форме реального переходного отверстия.

Чтобы исследовать зависимость точности вычисления ёмкости переходного отверстия в печатной плате при изменении точности аппроксимации, используется следующий скрипт:

```
INCLUDE «UTIL»
INCLUDE «MATRIX»
INCLUDE «GRAPH»
INCLUDE «MOM3D»
```

```
SET «x» CREATE_REAL_MATRIX 1 num
SET «y» CREATE_REAL_MATRIX 1 num
CREATE_KEYWORD «segment»
    CONDUCTOR3D
        SET_SUBINTERVALS_X 2
        SET_SUBINTERVALS_Y 2
        CYLINDER_RING_ER2_XY 1 2 5 5 0.5 0.2 iPoints 1 0.4 1
    SET «conf_ig» GET_CONFIGURATION_3D
    SET «mC» CALCULATE_C3D SMN_C3D conf_ig conf_ig
    SET «x» SET_MATRIX_VALUE x 0 re1 iPoints
    SET «y» SET_MATRIX_VALUE y 0 re1
GET_MATRIX_VALUE mC 0 0
END_CREATE_KEYWORD
FOR « iPoints» 3 6 1 segment
ADD_XY_DATA_r x y
PLOT_XY
```

В первых пяти строках загружаются необходимые для моделирования модули. После неё определяются массивы *x* и *y* для построения графика. Далее в цикле задаются подынтервалы поверхностей и командой CYLINDER_RING_ER2_XY генерируется описание переходного отверстия. В следующих строках вычисляется ёмкость переходного отверстия, после чего данные заносятся в массив. На основе полученных данных в массиве можно построить график (рис. 2).

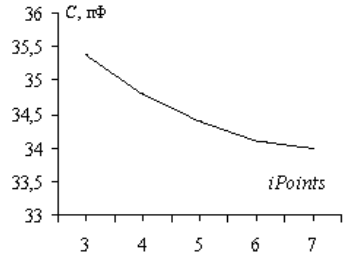


Рис. 2. Зависимость ёмкости переходного отверстия от точности аппроксимации

Из рис. 2 видно, что при увеличении точности аппроксимации до значения *iPoints*=7 ёмкость сходится к значению 34 пФ. При этом при *iPoints*=4 вычисленная ёмкость отличается от 34 пФ менее чем на 1 пФ. Таким образом, для моделирования переходного отверстия с удовлетворительной точностью достаточно использовать команду CYLINDER_RING_ER2_XY с параметром iPoints = 4.

В данной работе выполнено исследование точности вычисления ёмкости переходного отверстия в печатной плате при изменении точности аппроксимации. Сделан вывод, что для получения удовлетвори-

тельных по точности результатов нет необходимости использовать самую высокую точность аппроксимации, достаточно показателя *iPoints* = 4.

В дальнейшем необходимо исследовать точность аппроксимации переходных отверстий на многослойных печатных платах. Кроме того, целесообразно сравнить результаты моделирования переходных отверстий в системе TALGAT с результатами других систем компьютерного моделирования.

Работа выполнена в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. (3-я очередь) по договору №96/12 от 16.11.2012 между ТУСУРом и ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева.

ЛИТЕРАТУРА

1. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2012660373. TALGAT-2011. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т. и др. Заявка №2012618426. Дата поступления: 5 октября 2012 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 16 ноября 2012 г.

2. Кечиев Л.Н. Проектирование печатных плат для цифровой быстродействующей аппаратуры. М.: ООО «Группа ИДТ», 2007. 616 с.

МОБИЛЬНОЕ ПРИЛОЖЕНИЕ ДЛЯ РАСЧЁТА ВРЕМЕННОГО ОТКЛИКА ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ

Евг.В. Лежнин, Ег.В. Лежнин, студенты 2-го курса каф. АСУ,
А.О. Мелкозеров, каф. ТУ, науч. сотрудник
Научный руководитель Т.Р. Газизов, проф. каф. ТУ, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, НИЛ «БЭМС РЭС», z_lezhnin@mail2000.ru

На данный момент существует потребность в программном обеспечении для научных вычислений не только всегменте стационарных компьютеров, но и в сегменте мобильных устройств, в котором выбор приложений подобного рода невелик из-за позиционирования мобильных устройств как средств для развлечения. При этом последние модели мобильных устройств оснащаются процессорами (в том числе, многоядерными), вычислительных возможностей которых достаточно для расчета временного отклика линий передачи.

Цель данной работы – представить разработанное для мобильной операционной системы Android приложение для расчета временного отклика линий передачи.

Редактор линий передачи в мобильном приложении является доработанной версией редактора принципиальных схем из системы компьютерного моделирования сложных структур проводников и диэлек-

триков TALGAT [1]. Для реализации графического интерфейса пользователя используется библиотека Qt [2], которая позволяет писать переносимый код, работающий без изменений на операционных системах (ОС) Microsoft Windows, GNU/Linux и Android. Существуют проекты портирования библиотеки Qt на Apple iOS. Для компиляции клиента используется версия библиотеки Qt из проекта Necessitas [3].

Разработанный код мобильного приложения компилируется из одного исходного кода как для настольных ОС, так и для ОС Android. Таким образом, все доработки и улучшения редактора линий передачи одновременно становятся доступными в редакторе принципиальных схем системы TALGAT.

В процессе разработки мобильного приложения в редактор линий передачи добавлена поддержка сенсорного ввода. При редактировании параметров элементов схемы используются кнопки более крупного размера, который удобен для нажатия пальцем. Также добавлена функция изменения положения элементов на схеме.

При работе с приложением пользователь размещает элементы принципиальной схемы, соединяет их узлами и указывает параметры. На данный момент доступны следующие элементы:

1. Резистор.
2. Конденсатор.
3. Катушка индуктивности.
4. Источник напряжения – при его размещении указываются тип сигнала (импульсный, синусоидальный, гауссов, экспоненциальный) и параметры источника в зависимости от типа сигнала. В качестве условного обозначения используется круг, перечёркнутый линией вдоль направления клемм.
5. Источник тока – аналогично источнику напряжения указываются один из 4 типов сигнала и параметры. Обозначение – круг, перечёркнутый линией поперёк направления клемм.
6. Линия передачи – в качестве параметров задаются матрицы погонных параметров L, C, R, G. Каждая матрица должна иметь размерность $n \times n$, где n – количество входов линии передачи (количество выходов всегда совпадает с количеством входов).
7. Заземление.

На рис. 1 представлен внешний вид мобильного приложения с размещенными элементами.

После создания принципиальной схемы необходимо добавить элемент «Пробник» и присоединить его к узлу, в котором необходимо вычислить временной отклик. Данный узел не должен быть заземлён. Затем по нажатию кнопки «Запуск» происходит генерация и запуск скрипта, который выполняет моделирование созданной принципиаль-

ной схемы и построение графика формы сигнала для указанного с помощью элемента «Пробник» узла. Для удобства пользователя предусмотрена возможность редактирования данного скрипта на отдельной вкладке приложения. При этом в подавляющем большинстве случаев редактировать скрипт на мобильном устройстве не потребуется.

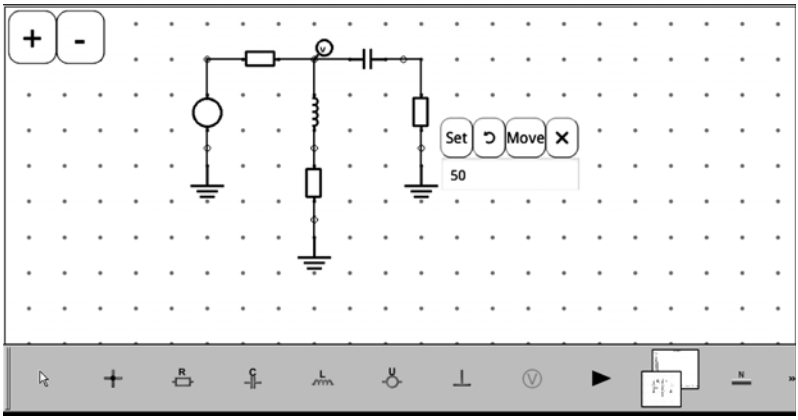


Рис. 1. Вид мобильного приложения

Разработанное мобильное приложение предполагается разместить в онлайн-магазине приложений Android Market в двух версиях: бесплатная версия с ограниченной функциональностью и платная версия с полной функциональностью. На базе созданного приложения предполагается разработка усовершенствованных мобильных приложений для квазистатического и электродинамического моделирования, для которых в Android Market будут также размещаться бесплатные и платные версии. Помимо продажи в онлайн-магазине Android Market, разработанное мобильное приложение может использоваться в учебном процессе ТУСУРа, а также для наглядной демонстрации возможностей системы TALGAT.

Работа выполнена в порядке реализации Постановления №218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. (3-я очередь) по договору №96/12 от 16.11.2012 между ТУСУРом и ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лежнин Е.В., Мелкозеров А.О. Улучшение пользовательского интерфейса системы TALGAT // Доклады ТУСУРа. Томск: В-Спектр, 2011. С. 137–140.

2. Сайт инструментария Qt [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://qt.digia.com/, свободный (дата обращения: 04.03.2013).

3. Сайт Necessitas [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://necessitas.kde.org/, свободный (дата обращения: 04.03.2013).

ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ МЕТОДОВ В ОБЛАСТИ ПОЛУЧЕНИЯ МОДЕЛЕЙ ПАССИВНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ

А.В. Осипова, студентка 4-го курса, И.Ф. Калимулин, аспирант
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ
Проект ГПО ТУ-0717 – «Система компьютерного моделирования произвольных структур проводников и диэлектриков»

В проектировании таких сложных технических объектов, как космические аппараты, обязателен учет требований по электромагнитной совместимости (ЭМС). Требования по ЭМС постоянно повышаются с ростом плотности монтажа и верхней частоты спектра полезных и помеховых сигналов в бортовой аппаратуре, а также с уменьшением уровней полезных и ростом уровней помеховых сигналов. Использование моделирования позволяет заранее обнаружить проблемы и решить их на этапе разработки. Но для корректного моделирования нужны точные модели компонентов в широком диапазоне частот [1].

Цель работы – представить обзор работ, в которых предлагаются методы создания эквивалентных моделей в широком диапазоне частот.

В работе [2] представлена методика получения моделей корпусов высокоскоростных микросхем в виде эквивалентных схем, используя измеренные *S*-параметры (параметры рассеяния). Предлагается новый способ построения эквивалентной схемы с *Z*-параметрами, полученной из измерений *S*-параметров с помощью линейной аппроксимации рациональных функций.

В работе [3] рассматриваются методы преобразования частотного отклика цепи для построения эквивалентных схем, основанные на генетическом алгоритме (ГА) и методе подбора векторов. Недостатком этого метода является то, что часто получают не пассивные модели, то есть модель содержит источники. В этом случае использование моделей в численном моделировании может привести к нестабильному моделированию. Методом ГА получают в частотной области отклик и переходят к эквивалентной электрической цепи. Основная идея данного метода заключается в том, чтобы сначала выбрать общую конфигурацию для ожидаемой электрической цепи, а затем представлять цепи матрицами. При работе ГА для нахождения окончательного решения используются генетические операторы: мутация и оператор кроссинговера. Преимуществом ГА является то, что он гарантирует пассивность схемы.

В работе [4] исследован фильтр электромагнитных помех (EMI-фильтр). Такие фильтры используются для защиты электрооборудования от внешних электромагнитных помех, а также подавления собственных электромагнитных излучений. Выполнено определение пара-

зитных элементов каждого из компонентов фильтра, а также рассмотрена работа фильтра в разных режимах. Паразитные элементы компонентов фильтра определяются с помощью измерений, и предлагается модель объединения фильтра с этими паразитными элементами для расчета входного импеданса и передаточной функции фильтра.

В итоге для создания моделей используются классические методы синтеза цепей на основе нулей и полюсов, вычисленные с помощью линейной аппроксимации функций. Обеспечение пассивности схемы зависит от правильного выбора структуры схемы. Для выполнения анализа EMI-фильтров их эквивалентные схемы могут адаптироваться к соответствующим режимам.

Работа выполнена в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. (3-я очередь) по договору №96/12 от 16.11.2012 между ТУСУРом и ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева.

ЛИТЕРАТУРА

1. Калимулин И.Ф., Мелкозёров А.О. Оптимизация параметров математической модели резистора по критерию соответствия расчетного модуля коэффициента отражения измеренному в диапазоне до 20 ГГц // Докл. Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2012. №2(26), ч. 1 . С. 66–70.

2. Kim Y.-J., Kwon O.-K., Lee C.-H. Equivalent circuit extraction from the measured S-parameters of electronic packages // ICVC'99. 6th International Conference on VLSI and CAD (Cat. No.99EX361). IEEE. 1999. P. 415–418.

3. Rahimi PordanjaniI et all. A Method to Construct Equivalent Circuit Model From Frequency Responses With Guaranteed Passivity // IEEE Transactions on Power Delivery. 2011. №26. P. 400–409.

4. C´ecile Labarre, and Franc¸ois Costa. Circuit Analysis of an EMI Filter for the Predictionof its Magnetic Near-Field Emissions // IEEE Transactions on electromagnetic compatibility. APRIL 2012. № 2. P. 290–298.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДИКИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЗОНЫ ОБСЛУЖИВАНИЯ ОДИНОЧНОЙ ПЕРЕДАЮЩЕЙ СТАНЦИИ НАЗЕМНОГО ЦИФРОВОГО ТВ-ВЕЩАНИЯ СТАНДАРТА DVB-T2 НА ТЕРРИТОРИИ г. КЕМЕРОВА

А.С. Попов[1], инженер, М.И. Курячий[2], к.т.н., доцент каф. ТУ

[1]г. Кемерово, филиал «РТРС» «Кемеровский ОРТПЦ»,

[2]г. Томск, ТУСУР, mailrus@bk.ru

Существующая методика планирования зоны охвата передающей станции исходит из принципа поочередного решения задачи.

В первую очередь на основе анализа географии и особенностей местности определяются количество, месторасположение и размеры требуемых зон обслуживания планируемых радиовещательных стан-

ций, которые обеспечивают необходимый охват территории (населения) ТВ-вещанием с заданным качеством и числом программ.

Далее решается задача определения оптимальных параметров радиовещательных станций [1], которые обеспечивают требуемые размеры зон обслуживания. Особенную важность данная задача приобретает при переходе на цифровое телевизионное вещание [2].

Следуя методике, определяют границы зоны покрытия передающей станции НЦТВ по результатам измерения напряженности электромагнитного поля в запланированных малых зонах.

Как правило, такие измерения проводят в тех случаях, когда эти области приходятся на населенные пункты. Зона обслуживания определяется как суммарная зона, полученная нанесением на карту местности границ зоны покрытия и результатов обследований, вышеупомянутых областей (рис. 1).

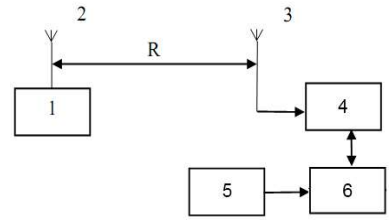


Рис. 1. Схема подключения оборудования при проведении измерений параметров сигнала стандарта DVB-T2: *1* – передатчик; *2* – передающая антенна; *3* – ненаправленная измерительная антенна; *4* – измерительный приемник с функцией анализатора спектра; *5* – навигационный приемник; *6* – компьютер

Для исследуемой станции НЦТВ с помощью специализированного ПО в соответствии с выбранным методом расчета определяют границу расчетной зоны покрытия с заданной вероятностью охвата мест (x%; например, x = 95%). Расчет границы зоны покрытия для исследуемой станции производят следующим образом:

– в секторе азимутальных углов от 0 до 360° с интервалом не более 10° от станции выбирают радиальные направления;

– на каждом радиальном луче определяют положения расчетных точек;

– в каждой точке в соответствии с выбранным методом расчета вычисляют напряженность электромагнитного поля;

– в каждой точке расчетную напряженность поля сравнивают с требуемой минимальной медианной напряженностью электромагнитного поля;

– на каждом направлении, начиная с 21-й расчетной точки, находят точку A_i такую, что большинство расчетных точек, лежащих на отрезке (A_i – 20; A_i + 20), не принадлежат зоне покрытия (расчетная напряженность поля в большинстве выбранных точек оказалась ниже

требуемой минимальной медианной напряженности поля), тогда точка $A_i - 1$ считается граничной, а расстояние от исследуемой станции до точки $A_i - 1$ определит радиус расчетной зоны покрытия на заданном направлении;

– последовательно на каждом радиальном направлении от исследуемой станции определяют граничные расчетные точки;

– замкнутая кривая, соединяющая граничные точки по всем направлениям, будет определять расчетную границу зоны покрытия.

Рис. 2. Пример назначения малых зон для определения границы зоны покрытия с последующей корректировкой положения этой границы по результатам измерений

При расчетах высота приемной антенны определяется типом местности (от 10 до 30 м).

В случае отсутствия данных о типе местности высота приемной антенны при расчетах берется равной 10 м. Расчетную границу зоны покрытия наносят на карту местности.

Условия выбора направлений:

– количество радиальных направлений должно быть не менее 4 и не более 36;

– азимутальный угол между двумя смежными направлениями не должен превышать 120°;

– направления выбирают с учетом рельефа местности и наличия радиальных шоссейных дорог [3].

Выбранные радиальные направления наносятся на карту местности (рис. 2).

В каждой точке проводят измерения уровня сигнала, MER и BER. В данной методике исключительно для этого случая запланированы изменения параметров исходящего цифрового потока (модуляция, количество несущих, защитный интервал и т.д.).

ЛИТЕРАТУРА

1. Попов А.С. Определение критериев оптимальности зон покрытия цифровых телевизионных радиостанций в одночастотной сети // Доклады ТУСУРа. 2012. №2 (26), ч. 1. С. 70–73.

2. Бактеев В.Н. Исследование методик оптимизации параметров радиотелевизионных передающих станций на основе геоинформационной системы: дис. … канд. техн. наук. Новосибирск, 2011. 157 с.

3. Методика определения зоны обслуживания одиночной передающей станции наземного цифрового ТВ-вещания стандарта DVB-T [Электронный ресурс]: ГКРЧ 2012 г. № 12-14-09. [Москва]. Режим доступа: http://base.consultant.ru/cons/cgi/online.cgi?req=doc;base=EXP;n=%2053053, свободный (дата обращения: 1.03.2013).

ЭКСТРАКЦИЯ ЧАСТОТНОЙ ЗАВИСИМОСТИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ПОДЛОЖКИ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ РЕЗОНАТОРНЫМ МЕТОДОМ

В.К. Салов, аспирант

Научный руководитель А.М. Заболоцкий, к.т.н., доцент

г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, red_cat@ms.tusur.ru

В настоящее время разработка сложной радиоэлектронной аппаратуры не обходится без предварительного компьютерного моделирования её работы. Однако для точного и корректного моделирования необходимы модели электронных компонентов и параметров материалов. При расчёте первичных параметров трасс и паразитных параметров посадочных площадок используются значения относительной диэлектрической проницаемости диэлектриков печатных плат, которая зависит от частоты [1]. Однако эта зависимость может различаться для разных марок и изготовителей материала, что требует проведения измерений для каждого конкретного случая. К тому же печатные платы производят с использованием таких материалов, как паяльная маска и лак, частотная зависимость которых неизвестна. Результаты численных экспериментов показали возможность заметного влияния потерь и дисперсии на физичность формы рассчитанного сигнала [2], где моделирование проведено на основе усреднённых измерений зависимости

$\varepsilon_r(f)$ материала FR-4 [3]. Поэтому актуальны измерения диэлектрической проницаемости материалов печатных плат.

Цель работы – провести экстракцию диэлектрической проницаемости из коэффициента отражения объёмного резонатора.

Существуют различные техники измерения диэлектрической проницаемости материалов, которые можно условно разделить на импедансные, резонаторные, волноводные и др. В данной работе рассмотрено использование резонаторного метода. Он заключается в измерении резонансных частот объёмного резонатора, полость которого заполнена исследуемым образцом диэлектрика [3]. По смещению измеренного значения резонансной частоты относительно рассчитанного вычисляется относительная диэлектрическая проницаемость. Значение резонансной частоты для каждого режима объёмного резонатора, изготовленного из фольгированного стеклотекстолита, можно вычислить из (1):

$$f_{mn} = \frac{c}{\sqrt{\varepsilon'_r}} \sqrt{\left(\frac{m}{2a}\right)^2 + \left(\frac{n}{2b}\right)^2}, \qquad (1)$$

где c – скорость света в вакууме; ε'_r – относительная диэлектрическая проницаемость; a и b – размеры прямоугольной платы; m, n – номера режимов.

Для выявления резонансных частот измеряется модуль коэффициента отражения резонатора, где минимумы зависимости соответствуют резонансному режиму. Диэлектрическая проницаемость рассчитывается из выражения

$$\varepsilon_r^m = \varepsilon_r^e \left(\frac{f_e}{f_m}\right)^2, \qquad (2)$$

где ε_r^e – расчётное значение относительной диэлектрической проницаемости; f_e – вычисленная частота резонанса; f_m – измеренная частота резонанса. Для правильного определения относительной диэлектрической проницаемости необходимо, чтобы номера режимов для измеренного и рассчитанного резонанса совпадали. Распределение полей внутри резонатора описывается выражениями (3)

$$E_z = A_1 \sin k_x x \sin k_y y; \quad H_x = A_2 \sin k_x x \cos k_y y, \qquad (3)$$
$$H_y = A_2 \cos k_x x \sin k_y y; \quad E_x = E_y = H_z = 0,$$

где $k_x = \frac{m\pi}{a}$, $k_y = \frac{n\pi}{b}$, откуда следует, что необходимо разместить порты на резонаторе таким образом, чтобы были видны резонансы для каждого режима.

Резонатор изготовлен из прямоугольного, фольгированного с двух сторон стеклотекстолита с размерами a = 26,6 см, b = 11,6 см. Выбор

размера обусловлен диапазоном частот, в которых необходимо провести измерения. Для устранения влияния краевых эффектов на смещение резонансных частот торцы платы сделаны короткозамкнутыми. SMA-порты размещены на плате на расстоянии $a/2$ и $b/2$ (порт 1) и $a/4$ и $b/4$ (порт 2) от края платы.

Проведено измерение коэффициента отражения скалярным анализатором цепей P2M [4] на двух портах.

Для каждого режима из (2) вычислены значения относительной диэлектрической проницаемости. Результаты представлены на рис. 1.

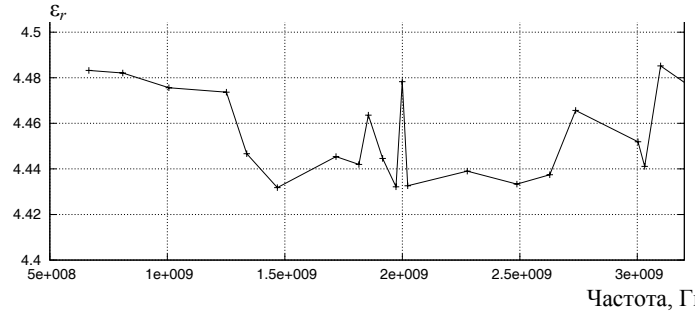


Рис. 1. Зависимость диэлектрической проницаемости от частоты

Видно, что значение ε'_r изменяется в среднем от 4,48 до 4,43 в диапазоне от 0,67 до 3 ГГц.

Этот метод может быть использован в диапазоне 0,1–10 ГГц [3], который зависит от размеров платы и значения измеряемой проницаемости. Важно отметить, что данным методом нельзя измерить мнимую часть диэлектрической проницаемости.

Заключение. Проведено измерение относительной диэлектрической проницаемости ε'_r подложки печатной платы, значение которой изменяется от 4,48 до 4,43 в диапазоне от 0,67 до 3 ГГц. Для измерения мнимой части диэлектрической проницаемости ε''_r необходимо использовать другие методы, например, основанные на измерении параметров линии передачи.

Работа выполнена в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. (3-я очередь) по договору № 96/12 от 16.11.2012 между ТУСУРом и ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева.

ЛИТЕРАТУРА

1. Djordjevic Antonije R. Wideband Frequency-Domain Characterization of FR-4 and Time-Domain Causality / Antonije R. Djordjevic, Radivoje M. Biljic et al. // IEEE Trans. Electromagn. Compat. 2001. Aug. Vol. 43, №4. P. 662–667.

2. Салов В.К., Газизов Т.Р., Орлов П.Е. Важность корректного учёта частотной зависимости диэлектрической проницаемости материалов при модели-

ровании задач ЭМС // Известия высших учебных заведений. Физика. Темат. вып. / Под ред. А.А. Глазунова. С. 106–108.

3. Namba A. Simple method for measuring relative permittivity of printed circuit board materials / Akihiro Namba, Osami Wada, Yoshitaka Toyota et al. / IEEE Trans. Electromagn.Compat. Nov. 2001. Vol. 43, №4. P. 515–519.

4. Электронный ресурс: http://www.micran.ru/productions/instrumentation/p2m

ТЕСТИРОВАНИЕ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ КАМЕР В СИСТЕМАХ ОХРАННОГО ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ

Е.А. Савичева, Д.А. Коцюбинский, студенты 3-го курса

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

г. Томск, ТУСУР, РТФ, muzenot@ya.ru

Проект ГПО ТУ-1203 – «Интеллектуальные системы видеонаблюдения»

Охранное видеонаблюдение в наше время перестало ассоциироваться исключительно с кинофильмами о шпионской деятельности. Камеры видеонаблюдения можно встретить буквально повсюду – в офисах, магазинах, банках, ресторанах. Некоторые из системы охранного видеонаблюдения не скрыты от посторонних глаз, другие спроектированы и установлены таким образом, что заметить их практически невозможно. Использование охранного видеонаблюдения значительно снижает риск различных правонарушений на охраняемом объекте, так как только один вид установленных камер способен «вмешаться» в планы правонарушителей. Также эффективно использование систем видеонаблюдения в офисах, что значительно повышает эффективность работы сотрудников, предотвращает хищения и прочие конфликтные ситуации.

Первоначально в ТВ-камерах использовали в качестве преобразователя «свет–сигнал» (датчика изображения) видиконы. Камеры при этом имели большие габариты и высокую инерционность, плохую чувствительность, большую потребляемую мощность и короткий срок службы. Видикон – электронно-лучевой прибор, в котором фоточувствительная мишень служит для построчного считывания изображения.

Благодаря развитию полупроводниковой технологии, были созданы фотоприборы с зарядовой связью (ФПЗС), которые позволили разработать полностью твердотельные матричные преобразователи «свет-сигнал».

Все современные телевизионные камеры строятся на основе ПЗС-матриц. Свет, падающий на матрицу, вызывает накопление в каждой ячейке матрицы электрического заряда, пропорционального освещенности этой ячейки, этот электрический заряд периодически последова-

тельно считывается со всех ячеек матрицы и преобразуется в видеосигнал, который и выводится на монитор. Поверхность ПЗС-матрицы состоит из множества светочувствительных ячеек – пикселей (их обычно от 270000 до 440000). Чем больше число пикселей, тем изображение более качественное и четкое. Большинство телекамер в настоящее время производится на основе матриц фирм Sony, Samsung и Sharp.

Совершенствование технологий позволяет производить уменьшение формата без ухудшения качества передаваемого изображения. Каждая новая матрица при меньшем формате имеет разрешение не хуже чем предшественница.

Важный параметр ТВ-камеры – разрешение. Этот параметр определяет возможности камеры по воспроизведению мелких деталей изображения: чем выше разрешение, тем больше детальность и информативность картинки. Разрешение измеряется в телевизионных линиях (ТВЛ) и зависит не только от числа пикселей в матрице, но и от параметров электронной схемы камеры. В большинстве случаев разрешение 380–400 ТВЛ вполне достаточно для наблюдения. Существуют камеры, имеющие более высокое разрешение – 560–570 ТВЛ. Такие камеры позволяют четко видеть мелкие детали изображения (номера машин, лица людей и т.д.). Разрешение цветных камер несколько хуже, чем разрешение черно-белых: 300–350 ТВЛ. Существуют цветные камеры более высокого разрешения – 460 ТВЛ. В настоящее время на рынке систем видеонаблюдения появились цифровые (DSP – цифровая обработка изображения) цветные камеры высокого разрешения (460–480 ТВЛ).

Чувствительность – еще один важный параметр ТВ-камеры. Этот параметр определяет качество работы камеры при низкой освещенности. Производители по-разному трактуют это понятие. Чаще всего под чувствительностью понимают минимальную освещенность на объекте (scene illumination), при которой можно различить переход от черного к белому, но иногда подразумевают минимальную освещенность на матрице (image illumination). С теоретической точки зрения правильнее было бы указывать освещенность на матрице, т.к. в этом случае не нужно оговаривать характеристики используемого объектива. Но пользователю при подборе камеры удобней работать с освещенностью на объекте, которую он заранее знает (или может измерить). Поэтому обычно указывают минимальную освещенность на объекте, измеренную в стандартизированных условиях: коэффициент отражения объекта 0,75 и светосила объектива 1,4.

Чувствительность большинства современных монохромных ТВ-камер – порядка 0,01–1 люкс (при F1.2). Наиболее чувствительные камеры могут использоваться для ночных наблюдений без ИК-

подсветки. Для эффективной работы таких камер вполне достаточно лунного света (таблица).

Ориентировочная освещенность объектов

Ориентировочная освещенность объектов, лк	
На улице: безоблачный солнечный день	Более 100 000 (угол солнца 55°)
Солнечный день, с легкими облаками	70 000
Пасмурный день	20 000
Раннее утро	500с
Хорошо освещенные помещения, офисы	200–1000
Сумерки	4
Ясная ночь, полная луна	0,2
Ясная ночь, неполная луна	0,02
Ночь, луна в облаках	0,007
Ясная безлунная ночь	0,001с
Безлунная ночь с легкими облаками	0,0007
Темная, облачная ночь	0,00005

С чувствительностью тесно связан параметр «отношение сигнал/шум» (S/N = signaltonoise). Эта величина измеряется в децибелах – $S/N = 20\lg(A/\sigma)$. Например, сигнал/шум, равный 60 дБ, означает, что амплитуда сигнала (A) в 1000 раз больше среднеквадратического значения шума (σ). При параметрах сигнал/шум 50 дБ и более на мониторе будет видна чистая картинка без видимых признаков шума. При 40 дБ иногда заметны мелькающие точки, а при 30 дБ – «снег» по всему экрану, 20 дБ – изображение практически неприемлемо, хотя крупные контрастные объекты через сплошную «снежную» пелену разглядеть еще можно.

В данных, приводимых в описаниях камер, указываются значения сигнал/шум для оптимальных условий, например, при освещенности на матрице 10 лк и при выключенной автоматической регулировке усиления и гамма-коррекции. По мере уменьшения освещенности сигнал становится меньше, а шум вследствие действия АРУ и гамма-коррекции – больше.

В настоящее время, по проекту ГПО ТУ-1203 создается автоматизированное рабочее место для измерения характеристик видеокамер.

ЛИТЕРАТУРА

1. Охранное видеонаблюдение (CCTV) // Аларм-Телеком [Электронный ресурс]. http://www.alarmtelecom.net/cctv-video.htm

2. Охранное видеонаблюдение (CCTV) // ПК «Инфост» [Электронный ресурс]. http://www.centers.ru/catalog/cctv/articles/ccd_cameras.htm

УСТРОЙСТВО ДЛЯ КОРРЕКЦИИ КООРДИНАТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ

О.С. Скачкова, Ок.С. Скачкова, студентки 4-го курса
Научный руководитель В.А. Шалимов, проф. каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, tu@tu.tusur.ru

В телевизионных системах отображения информации и в системах видения в сложных погодных условиях всегда присутствуют координатные искажения (геометрические искажения), т.е. несоответствия между действительными координатами точечного или протяженного объекта и его координатами на экране устройства отображения, обусловленные искажениями оптики, электронной оптики приемной и передающей трубок.

Геометрические искажения ТВ-изображения возникают из-за изменения координат передаваемых элементов. Эти искажения проявляются в виде нарушения геометрического подобия воспроизводимого ТВ-изображения его оригиналу. Геометрическое подобие нарушается в основном из-за неидентичности форм растров и несоответствия скоростей строчной или (и) кадровой разверток при синтезе изображений в фотоэлектрических преобразователях свет–сигнал и сигнал–свет.

На рис. 1 приведены наиболее характерные геометрические искажения формы растра:

– при дисторсиях бочкообразного или подушкообразного вида, возникающих в электронно-оптических системах фотоэлектрических преобразователей (рис. 1, *а* , *б*);

– при трапецеидальных искажениях, возникающих из-за нарушения ортогональности оптической или электрической оси к плоскости изображения (рис. 1, *в*);

– при несоответствии формата кадра на передаче и приеме $b/h=b_п/h_п$ из-за нарушения соотношения размеров растра по вертикали или по горизонтали, т.е. величин отклоняющих полей кадровой или строчной развертки (рис. 1, *д*, *е*). Оценка величин искажений здесь нецелесообразна, так как искажения этого вида легко корректируются с помощью оперативных регулировок размеров изображения по вертикали и горизонтали.

В соответствии со стандартом измерение величин геометрических искажений изображений производится по квадратным или прямоугольным испытательным элементам, входящим в состав специализированных (например, «шахматное поле», рис. 2) или универсальных испытательных таблиц.

Визуальную оценку искажений и их коррекцию удобнее проводить по испытательным элементам в виде окружностей, так как иска-

жения формы этих испытательных элементов более заметны: оценка производится дифференциально по сравнительно большой площади таблицы, и нарушение любой части окружности в любом участке поля изображения четко отмечается зрительной системой.

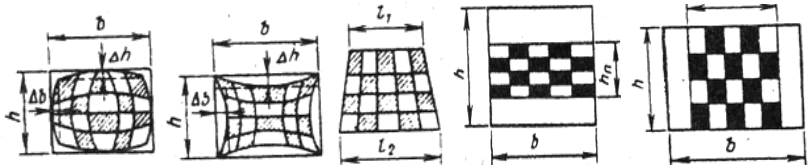


Рис. 1. Геометрические искажения изображения «шахматное поле», возникающее из-за искажений формы растра

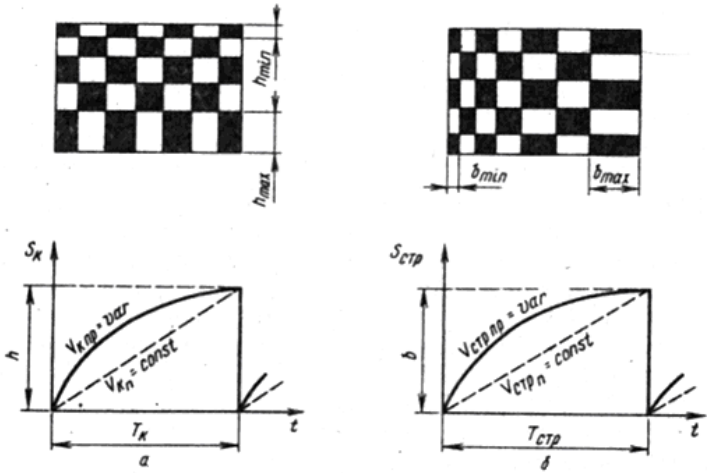


Рис. 2. Геометрические искажения изображения, возникающие из-за нелинейности сигналов кадровой – *а* и строчной – *б* разверток приемника

В плоских мониторах (дисплеях), таких как жидкокристаллические (или LED) панели, где для каждого элемента изображения отведено строго определенное место, отсутствуют геометрические искажения, связанные с несовершенством электроники генераторов разверток.

Однако наличие оптических систем автоматически приводит к координатным искажениям, которые у самых лучших объективов достигают единиц пикселей. А в системах, работающих в сложных погодных условиях, из-за наличия электронно-оптического преобразователя (ЭОП) добавляются координатные искажения секции переноса ЭОПов [1].

ГОСТы на оценку координатных искажений подобных систем отсутствуют. В [2] предложен вариант оценки координатных искажений

точечных объектов в любой части растра, однако подобная система неавторизирована и величину геометрических искажений не определяет.

Методика определения координатных искажений. На рис. 3 представлена структурная схема устройства для определения координатных искажений. Принцип действия: задаем на экране монитора 1 координаты точки с помощью устройства управления; камера с ЭОПом формирует изображение этой точки на мониторе *2*. Устройство управления задает координаты точки *1* на второй монитор, и если координаты двух точек отличаются, мы можем оценить величину координатных искажений, определив ее как результат.

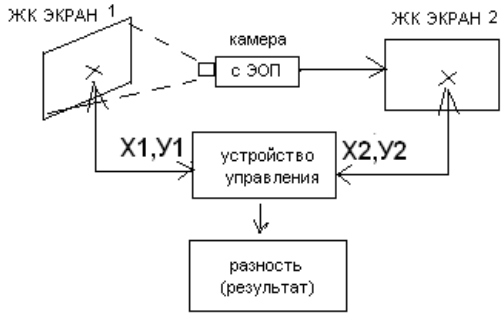


Рис. 3. Структурная схема определения координатных искажений

Поскольку величина координатных искажений в любой части экрана может быть различной, то оценка координатных искажений каждой точки экрана является задачей объемной, и для автоматического ведения коррекции координатных искажений системы необходима автоматическая программа, которая может ввести коррекцию. Такая программа может быть реализована с помощью алгоритмов цифровой обработки сигналов [3].

Использование программы MathCad6.0 позволяет автоматически вводить коррекцию координатных искажений в зависимости от координат объекта и автоматически формировать матрицу координатных искажений оптики и камеры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Русинов М.М. Вычислительная оптика: справочник. СПб.: Изд-во ЛКИ, 2008. 424 с.

2. Патент РФ на изобретение №2427098, H04N7/00. Ройтман М.С., Шалимов В.А. Устройство для определения координатных искажений активно-импульсных телевизионных систем. Заявка №20091491133/09. Приоритет изобретения 28.12.2009. Опубликовано 20.08.2011. Бюл. №23.

3. Mathcad: Руководство пользователя Mathcad 6.0, Mathcad PLUS 6.0. М.: Филинъ, 1997. 712 с.

ВЛИЯНИЕ ПОКРЫВАЮЩИХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЛОЕВ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ НА ПОГОННУЮ ЗАДЕРЖКУ И ВОЛНОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ

Р.С. Суровцев, студент, А.М. Заболоцкий, к.т.н., доцент
г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ, surovtsevrs@gmail.com

Технологический процесс производства печатных узлов бортовой аппаратуры (БА) космических аппаратов (КА) построен таким образом, что после изготовления печатной платы (ПП) на её поверхность наносятся дополнительные диэлектрические слои: паяльная маска и влагозащитное покрытие. Влияние нанесения дополнительного диэлектрического слоя на уровень дальней перекрестной помехи в связанных многопроводных линиях передачи показано в работе [1]. В работе [2] представлены результаты анализа влияния влагозащитного покрытия на максимальный уровень перекрестной помехи в восьмипроводной шине реальной ПП радиотехнического блока аппаратуры радионавигации КА. Однако изменение волнового сопротивления и задержки межсоединений реальных ПП при нанесении на них слоев паяльной маски и влагозащитного покрытия не исследовано.

Цель работы – анализ влияния паяльной маски и влагозащитного покрытия на погонную задержку и волновое сопротивление в диапазоне параметров микрополосковой линии (МПЛ).

Параметры исследуемой МПЛ: ширина проводника w изменяется от 0,075 до 0,4 мм, толщина проводника t: 5, 18, 35, 50, 70, 105 мкм; расстояние от проводника до края структуры $3\times w$, толщина диэлектрической подложки (h_{Core}) 5 1 мкм, толщина слоя паяльной маски (h_{Mask}) 25 мкм, толщина слоя влагозащитного покрытия ($h_{Varnish}$) 7 мкм. Относительная диэлектрическая проницаемость подложки ε_{rCore}=3,8, паяльной маски ε_{rMask}=4, влагозащитного покрытия $\varepsilon_{rVarnish}$=5,2. Поперечные сечения структур, построенные в TALGAT [3], приведены на рис. 1: без покрывающих слоёв (рис. 1, *а*); со слоем паяльной маски (рис. 1, *б*); со слоями паяльной маски и влагозащитного покрытия (рис. 1, *в*).

Вычислялись погонные задержки (τ) и волновые сопротивления (Z) в зависимости от w для различных t. Результаты вычислений только для t=50 мкм приведены на рис. 2.

Из представленных результатов видно, что при w = 0,075 мм нанесение паяльной маски на поверхность ПП увеличивает τ до 5,6 нс/м, а Z уменьшается до 48,8 Ом. Добавление влагозащитного покрытия толщиной 7 мкм приводит к незначительному увеличению τ до 5,7 нс/м и не изменяет Z. Увеличение ширины проводника до 0,4 мм

увеличивает τ от 5,9 до 6,0 нс/м, а Z около 18 Ом (для рассматриваемых вариантов структур).

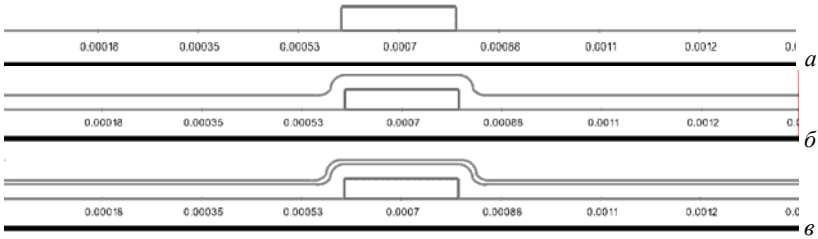


Рис. 1. МПЛ: без покрывающих слоёв (*а*); со слоем паяльной маски (*б*); со слоями паяльной маски и влагозащитного покрытия (*в*)

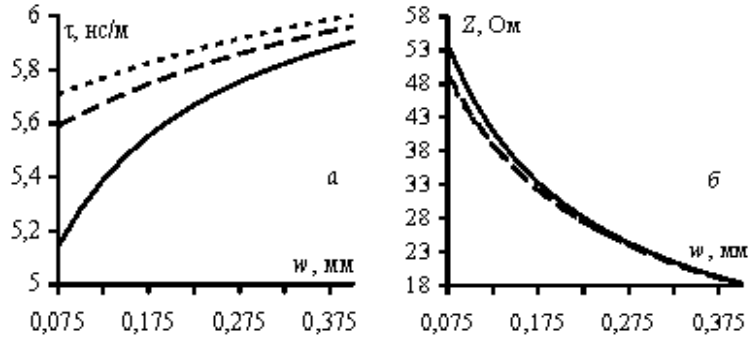


Рис. 2. τ(w) и Z(w) при t = 50 мкм для: рис. 1, *а* (——); рис. 1, *б* (– – –); рис. 1, *в* (·····)

Для структур МПЛ со слоем маски (см. рис. 1, *б*) и МПЛ со слоями паяльной маски и влагозащитного покрытия (см. рис. 1, *в*) были вычислены отклонения (Δ), которые сведены в таблицу.

Отклонения (%) τ и Z для структур рис. 1, *б*, *в* относительно структуры рис. 1, *а* при минимальной и максимальной w для разных t

	w_{min} = 0,075 мм						w_{max} = 0,4 мм					
Рис.	5	18	35	50	70	105	5	18	35	50	70	105
Δτ, %												
1, *б*	9,14	9,46	9,45	8,72	8,40	8,13	2,17	1,90	1,55	0,98	0,60	0,37
1, *в*	10,66	11,41	11,61	11,0	10,71	10,36	2,60	2,44	2,17	1,69	1,32	0,97
ΔZ, %												
1, *б*	8,37	8,64	8,63	8,02	7,73	7,52	2,12	1,86	1,53	0,97	0,60	0,28
1, *в*	8,70	9,31	9,48	9,04	8,76	8,51	1,02	0,57	0,63	0,16	0,18	0,51

Из таблицы видно, что при w_{min} максимальное отклонение для τ равно 11,6%, а для Z – 9,48% (структура рис. 1, *в*, t = 35 мкм). Однако, при w_{max} максимальное отклонение для τ равно 2,17% (структура рис. 1, *в*, t = 35 мкм), а для Z – 2,12% (структура рис. 1, *б*, t = 5 мкм). Таким образом, на значения волнового сопротивления и погонной задержки в основном влияет слой маски, т.к. Δ для структур рис. 1, *б*, *в* максимально отличаются на 2,5% для w_{min} и 0,5% для w_{max}.

Работа выполнена в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. (3-я очередь) по договору № 96/12 от 16.11.2012 между ТУСУРом и ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева.

ЛИТЕРАТУРА

1. Gazizov T.R. Far-end crosstalk reduction in coupled microstrip lines with covering dielectric layer / T.R. Gazizov, N.A. Leontiev, O.M. Kuznetsova-Tadjibaeva // Proc. of the 15-th Int. Wroclaw Symp. on EMC, Wroclaw, Poland, 27–30 June, 2000. Wroclaw, 2000. P. 45–49.

2. Суровцев Р.С. Моделирование влияния толщины влагозащитного покрытия печатной платы на уровень ближней перекрестной помехи в восьмипроводной линии передачи // Сб. тезисов. общерос. молодеж. науч.-техн. конф. «Молодежь. Техника. Космос» (БГТУ «ВОЕНМЕХ» им. Д.Ф. Устинова), 20–22 марта 2013 г., г. Санкт-Петербург (в печати).

3. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ №2012660373. TALGAT 2011. Авторы: Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т. и др. Заявка №2012618426. Дата поступления: 5 октября 2012 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 16 ноября 2012 г.

РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИЗА УРОВНЕЙ ПЕРЕКРЕСТНЫХ ПОМЕХ В ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

А.К. Жанайдаров, студент каф. ТУ

Научный руководитель А.М. Заболоцкий, к.т.н., доцент каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, jakbeka@mail.ru

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

При проектировании бортовой аппаратуры (БА) космических аппаратов (КА) разработчикам необходимо знать уровень перекрестных помех в печатных платах (ПП). Эта задача становится нетривиальной, так как платы могут быть многослойными, а межсоединения – разветвленными. На данный момент широко используется компьютерное моделирование для анализа перекрестных помех в межсоединениях ПП. Оценка уровней перекрестных помех в межсоединениях ПП БА

КА выполнялась в работе [2]. Однако в ней рассматривался случай, когда значения сопротивлений на концах структуры равны волновому сопротивлению межсоединения.

Цель работы – вычислить уровни перекрестных помех в межсоединениях реальной ПП БА КА при различных граничных условиях на концах.

Анализ проводился для ПП блока радиотехнического аппаратуры радионавигации. При выполнении анализа выбрано 5 фрагментов: восьмипроводная шина на слое Bottom; дифференциальная пара RT_CLK; структура из семи отрезков; шестипроводная шина на слое Mid-Layer2 и структура из шести отрезков. Длина рассматриваемых межсоединений изменяется от 40 до 120 мм. Вычисления уровня перекрестных помех проводились в системе TALGAT [1].

В работе выполнялось вычисление амплитуд перекрестных помех для двух случаев, когда сопротивление нагрузки равно 50 Ом и 1 МОм. При этом на один из проводников структуры подавали трапецеидальный сигнал общей длительностью 62,5 нс; длительность времени фронта импульса $t_r = t_f$ меняется от 1 до 23 нс с шагом 2 нс; длительность вершины импульса t_d изменяется от 60,5 до 16,5 нс. Результаты были получены для 5 рассматриваемых фрагментов.

Фрагмент, шестипроводной структуры на слое Mid-Layer2, представлен на рис. 1, а его эквивалентная схема для вычисления временного отклика представлена на рис. 2 (длина отрезка 1 – 30 мм, отрезка 2 – 5,37 мм; отрезка 3 – 10,9 мм).

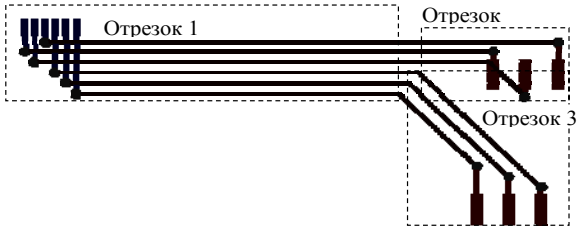


Рис. 1. Шестипроводная структура на слое «Mid-Layer 2»

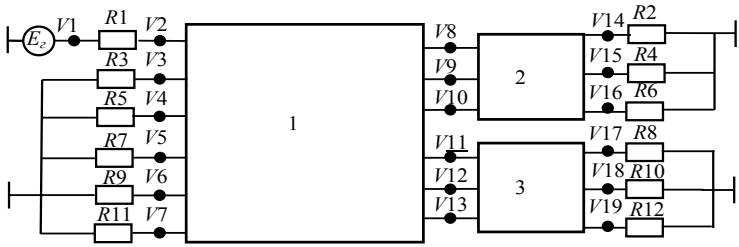


Рис. 2. Эквивалентная схема шестипроводной структуры

Результаты вычисления амплитуды перекрестной помехи при $t_r = t_f = 1$ нс представлены на рис. 3.

Из рис. 3 видно, что холостой ход на конце структуры приводит к некоторому росту (примерно в 1,5 раза) максимального уровня перекрестной помехи (на ближайшем проводнике он составляет около 1,3% от уровня сигнала в активном проводнике), а уровень перекрестной помехи на дальнем конце структуры резко увеличивается, становясь даже чуть больше, чем на ближнем конце.

В результате получено, что при уменьшении длительности фронтов воздействующего сигнала уровень перекрестных помех увеличивается. Так, при длительности фронта 1 нс максимальный уровень в узле *V*3 составляет 2,66% от величины входного воздействия, а при длительности 23 нс – 0,23%.

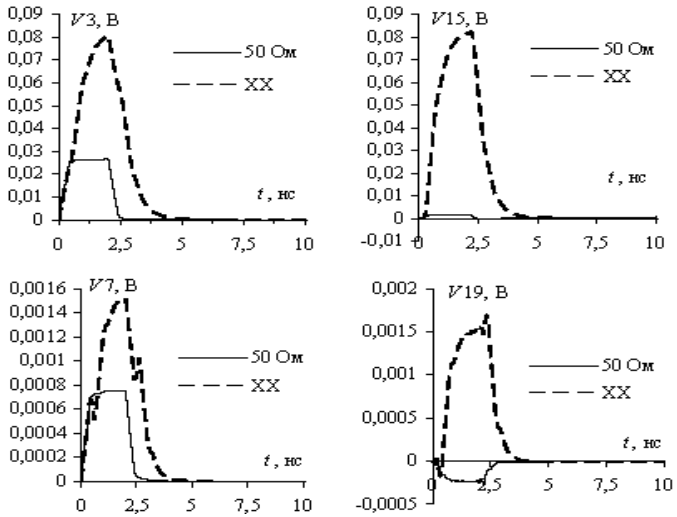


Рис. 3. Формы сигналов для рис. 2

Работа выполнена в порядке реализации постановления №218 Правительства РФ от 09.04.2010 г. (3 очередь) по договору № 96/12 от 16.11.2012 между ТУСУРом и ОАО «ИСС» им. акад. М.Ф. Решетнева.

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.

2. Жанайдаров А.К., Заболоцкий А.М. Оценка уровня перекрестных помех в печатных платах бортовой аппаратуры космических аппаратов // Матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР–2012». Томск, 2012. С. 126–129.

СЕКЦИЯ 4

ПРОЕКТИРОВАНИЕ БИОМЕДИЦИНСКИХ ЭЛЕКТРОННЫХ И НАНОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

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

БЛОК НЕИНВАЗИВНОГО ИЗМЕРЕНИЯ АРТЕРИАЛЬНОГО ДАВЛЕНИЯ ДЛЯ ЭЛЕКТРОФИЗИОЛОГИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

Р.И. Барнаев, студент
Научный руководитель Н.М. Федотов, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. КИБЭВС, sword.bri@gmail.com

Артериальное давление (АД) является одним из показателей, характеризующих вероятность возникновения сердечно-сосудистых заболеваний (ССЗ). Неудивительно, что приборы для измерения АД – тонометры, появились достаточно давно и с течением времени постоянно совершенствуются. Так, на смену ручным тонометрам пришли автоматические, более удобные в использовании. Сегодня практически в каждой семье есть электронный тонометр, не говоря уже о медицинских учреждениях.

Говоря о медицинском оборудовании, стоит выделить комплексы для операционных, в которых предусмотрена возможность непрерывного мониторинга показателей пациента в ходе операции, таких как электрокардиограмма (ЭКГ) или содержание кислорода в крови. Ввиду отсутствия серийных устройств, позволяющих производить измерение АД под управлением системы для электрофизиологических исследований (ЭФИ) с последующей передачей данных в память ЭФИ для хранения и вывода на экран совместно с другими показателями пациента, возникла необходимость разработки такого блока.

Как сказано выше, управление устройством должно осуществляться с ЭФИ. Поскольку расстояние от операционного стола до компьютера может быть весьма значительным, для обеспечения взаимодействия с компьютером будет использоваться стандарт Ethernet.

В автоматических моделях тонометров для накачки манжеты используется компрессор, автоматически нагнетающий воздух до достижения требуемого давления. Другим ключевым отличием автоматических тонометров является применяемый метод определения значения

АД. В электронных устройствах измерения давления применяется осциллометрический метод, который заключается в отслеживании изменения амплитуды пульсаций артерий при уменьшении давления в манжете. На основе математического анализа полученных значений амплитуд производится вычисление систолического (САД) и диастолического (ДАД) давления [1].

В структуре проектируемого блока неинвазивного измерения артериального давления (НИАД) выделены следующие основные элементы: компрессор, электромагнитный клапан, датчик давления и управляющий микроконтроллер.

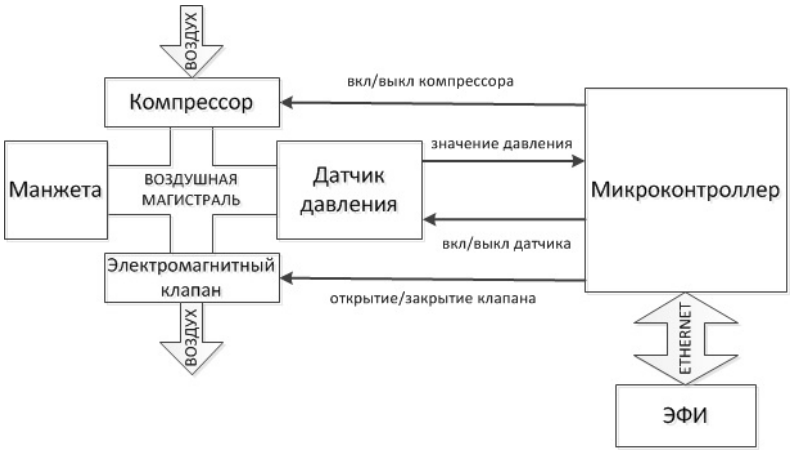


Рис. 1. Структурная схема блока НИАД

Центральным узлом устройства является микроконтроллер, который осуществляет управление остальными элементами блока НИАД. Поскольку блок разрабатывается для использования совместно с электрофизиологической системой, в нем предусмотрена возможность периодической передачи данных на персональный компьютер (по требованию или непрерывно).

Устройство работает следующим образом. При запуске измерения АД микроконтроллер включает компрессор, который нагнетает воздух в манжету, закрепленную на предплечье пациента. Давление в манжете контролируется с помощью датчика, благодаря чему при достижении требуемого давления (около 300 мм рт. ст.) компрессор отключается. Затем микроконтроллер открывает электромагнитный клапан, который обеспечивает спуск воздуха из манжеты с постоянной скоростью (3…5 мм рт. ст./с). Значение давления в манжете регистрируется

датчиком, который преобразует его в напряжение на своем выходе. Этот сигнал поступает на вход АЦП микроконтроллера, где преобразуется в цифровое значение, и сохраняется в памяти.

После окончания измерения полученные значения обрабатываются с помощью математического алгоритма, анализирующего амплитуды пульсаций и соответствующее им давление в манжете. В результате обработки определяются значения САД и ДАД, которые передаются в систему ЭФИ и выводятся на экран.

После разработки структурной и функциональной схем блока было проведено ознакомление с существующими компонентами и были выбраны наиболее удовлетворяющие предъявленным требованиям. Основными критериями при выборе являлись низкое энергопотребление и малые габаритные размеры при сохранении требуемой точности параметров (данные требования объясняются тем, что блок выполняется в отдельном корпусе, а его питание осуществляется от аккумуляторов). Среди отобранных компонентов: датчик давления MPX5050GP фирмы Freescale, малогабаритные компрессор и клапан с рабочим напряжением 3 В и низким потребляемым током. В качестве управляющего микроконтроллера используется модель серии MSP430 фирмы Texas Instruments.

На основании выбранных комплектующих была разработана электрическая принципиальная схема модуля. Спроектированный блок обладает следующими характеристиками:

– диапазон измеряемого давления 0…300 мм рт. ст.;

– точность измеряемого давления ±3 мм рт. ст.;

– напряжение питания 3 В (2 аккумулятора типа АА);

– использование протокола Ethernet для обмена данными с системой ЭФИ.

Таким образом, был создан блок НИАД для использования в электрофизиологической системе при проведении оперативных вмешательств. Блок обеспечивает измерение артериального давления пациента и передачу полученных данных для хранения и отображения на экране.

ЛИТЕРАТУРА

1. Методы измерения артериального давления [Электронный ресурс]: Электрон. дан [Москва]. Режим доступа: http://www.monitorad.ru/index.aspx?pg=3 , свободный. Загл. с экрана.

ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ ГЕНЕРАТОР С РЕЗОНАНСНЫМ ФИЛЬТРОМ ДЛЯ АБЛЯЦИИ СЕРДЦА

Е.А. Батеев, студент каф. КИБЭВС
Научный руководитель Н.М. Федотов, зав. лаб. безопасных биомедицинских технологий ЦТБ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, by9_11@mail.ru
Проект ГПО КИБЭВС-0709 – «Информационно-технологические медицинские системы для диагностики и лечения аритмий сердца»

В медицине для лечения мерцательной аритмии сердца широко используется метод радиочастотной абляции сердца (РЧА). Одна из известных схемотехнических реализаций генератора описана в [1]. В ходе испытаний опытного образца были выявлены проблемы, связанные с появлением низкочастотных и высокочастотных электромагнитных помех. Целью данной работы является разработка высокочастотного генератора с высокодобротным резонансным фильтром.

Вышеупомянутая низкочастотная составляющая помехи является следствием низкой добротности генератора и накладывается на сигнал, регистрируемый аппаратом ЭКГ ($f < 1$ кГц). Влияние высокочастотной составляющей (4–13 МГц) обусловлено наличием высших гармоник генерируемого высокочастотного сигнала, что негативно сказывается на работе ультразвуковой аппаратуры [2]. Форма выходного сигнала первоначального генератора изображена на рис. 1.

Была предложена схема генератора, изображенная на рис. 2, где G – высокочастотный инвертор. Частота генерации ступенчатого сигнала равна 440 кГц, амплитуда 100 В. Разделительный трансформатор T1 выполняет функцию гальванической развязки. Конденсатор *C3* служит для блокирования постоянных токов в цепи пациента. Принцип работы генератора основывается на изменении формы прямоугольного импульса, источником которого является ШИМ-контроллер. В отличие от генератора, описанного в [2], настройка осуществляется не в отдельно взятых контурах $L1$-$C1$ и $C2$-$T1$, а в последовательном колебательном контуре $L1$-$C1$-$C2$, что в конечном итоге позволяет уменьшить влияние сопротивления нагрузки на резонансную частоту.

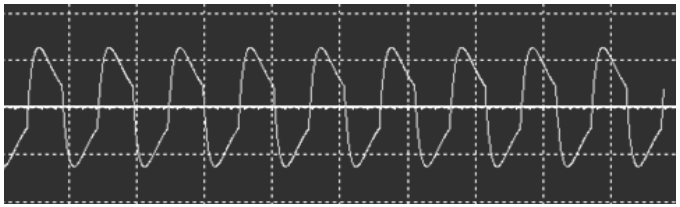


Рис. 1. Форма выходного сигнала первоначального генератора

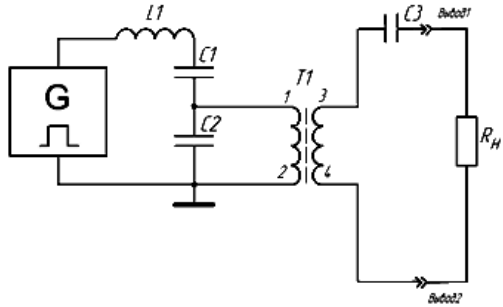


Рис. 2. Схема предложенного генератора

Расчет номиналов элементов выполняется из соображений возбуждения резонансных колебаний. Последовательный контур $L1$-$C1$-$C2$ настраивается в резонанс по формуле Томсона (1):

$$f_p = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (1)$$

где C – суммарная емкость $C1$ и $C2$. Полученные номиналы и соответствующие им допуски: $L_1 = 22$ мкГн ± 10%; $C_1 = C_2 = 0{,}012$ мкФ ± 10%; $C_3 = 0{,}056$ мкФ ± 5%.

Тип конденсаторов: керамические многослойные радиальные конденсаторы.

Форма сигнала, снятого с нагрузки, изображена на рис. 3.

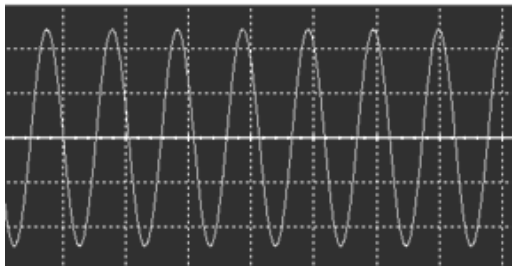


Рис. 3. Форма выходного сигнала предложенного фильтра

С помощью моделирования в среде NI Multisim 12 был рассчитан коэффициент гармоник первоначального генератора (22,5%) и предложенного (2,2%).

По полученным результатам можно сделать вывод о необходимости принятия схемотехнических решений для уменьшения влияния электромагнитных помех на медицинскую аппаратуру.

Данный генератор успешно прошел клинические испытания и активно используется для устранения мерцательных аритмий.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шкарупо С.П., Коблош А.С. Разработка генератора высокой частоты для катетерных абляций на сердце // Доклады ТУСУРа. 2011. №2. С. 116–118.

2. Пат. US20110069518, МПК H02M 7/02. Resonant inverter of radiofrequency generator for radiofrequency ablation / Kyong-Min SHIN (KR), Hong-chea Jung (KR), Young-Jin Choi (KR), Jun-hyok Lee (KR), Jae-Bok Kim (KR), Guk-joo Na (KR), Kye-joo Kim (KR). – №12/730,713; заявл. 24.05.2010; опубл. 24.03.2011. 6 с.

О ФУНКЦИОНАЛЬНОМ СОСТОЯНИИ И КОГНИТИВНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ

В.А. Бойко, студентка

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

г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, kudr@main.tusur.ru

Проект ГПО КУДР-1201 – «Визуальная стимуляция когнитивной деятельности»

Успешность труда, обучения, творчества человека в самых различных сферах деятельности в значительной мере зависят от его функционального состояния (ФС). Существует несколько подходов к описанию и диагностике ФС разного типа. Появление возможности множественной регистрации психофизиологических индикаторов привело к пониманию ФС как комплекса поведенческих проявлений, сопровождающих различные аспекты человеческой деятельности и поведения. Можно полагать, что ФС – это системный ответ организма, обеспечивающий его адекватность требованиям деятельности. Изменение ФС представляет собой смену одного комплекса реакций другим, причем все эти реакции взаимосвязаны между собой и обеспечивают более или менее адекватное поведение организма в окружающей среде. Согласно этой логике диагностика ФС связана с задачей распознавания многомерного вектора, компонентами которого являются различные физиологические показатели и реакции [1].

Когнитивная деятельность – это деятельность, в результате которой человек приходит к определенному мышлению или знанию, то есть мысленная деятельность, приводящая к пониманию чего-либо. Психологический смысл понятия «когнитивная деятельность» наиболее близок по содержанию понятию «учебная деятельность», которым оперирует целый ряд наук. Зная условия, при которых осуществляется наиболее продуктивная когнитивная деятельность, можно при помощи различных методов или аппаратов изменять ФС для более продуктивной работы.

Одним из перспективных методов стимуляции когнитивной деятельности является аудиовизуальная стимуляция (АВС). В ходе мно-

гочисленных исследований при использовании данного метода были отмечены [2]: развитие умственных способностей; снятие стрессового состояния; оптимизация работы памяти; создание творческого настроения; стимуляция жизненной энергии; улучшение способностей к обучению.

На кафедре КУДР с участием студентов по заказу ООО «Свет и жизнь» разработано несколько модификаций аппаратов АВС – так называемых аппаратов психоэмоциональной коррекции (АПЭК) [3]. АПЭК разрешены к применению в медицинских учреждениях и в быту для коррекции психоэмоционального состояния человека и профилактики заболеваний органов зрения.

По результатам электроэнцефалографического анализа под воздействием аппарата возрастает альфа-активность головного мозга, что приводит к снижению психоэмоционального напряжения. Исследования вариабельности сердечного ритма (по методике Баевского) до и после воздействия аппарата обнаруживают нормализацию индекса напряжения регуляторных систем (стресс-индекса).

Уровень личностной тревожности влияет на особенности когнитивных процессов. У нетревожных субъектов при решении когнитивных задач наблюдается низкая частота сердечных сокращений, это указывает на творческий, аналитический характер их когнитивной деятельности. Более высокая частота сердечного ритма у тревожных субъектов – показатель напряженности и трудностей, что обычно проявляется в ухудшении ее результатов [4].

Представляют интерес дальнейшие исследования влияния АВС на ФС человека и эффективность его когнитивной деятельности. Для оценки когнитивных способностей можно использовать различные виды IQ-тестов. Наиболее распространенными являются тест Айзенка, прогрессивные матрицы Равена, тест структуры интеллекта Амтхауэра, а также методика многофакторного исследования личности Кеттелла.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пряжников Н.С., Пряжникова Е.Ю. Труд как социально психологическая реальность // Житейские и философские представления о труде [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.ido.rudn.ru/psychology/labour_psychology/3.html.

2. Рудовский А.А. Возможности использования аудиовизуальной стимуляции для природной антистрессовой защиты здоровья человека [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://rudovskiy.imalive.ru/?page_id=179.

3. Бугров Е.В., Бомбизов А.А., Романовский М.Н. Аппарат визуальной светотерапии // Доклады ТУСУРа. 2012. № 1 (25), ч. 2. С. 270–272.

4. Данилова Н.Н. Психофизиологическая диагностика функциональных состояний: учеб. пособие. М.: Изд-во МГУ, 1992. 192 с.

АВТОМАТИЧЕСКОЕ ИЗМЕНЕНИЕ МОЩНОСТИ ИСТОЧНИКА РЕНТГЕНОВСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

А.Н. Дымченко, студент каф. КИБЭВС
Научный руководитель Н.М. Федотов, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, mailagentrus@mail.ru

Рентгеновский ротационный комплекс «Биоток-XR» предназначен для выполнения продолжительных рентгеноскопически контролируемых интервенционных процедур, в которых используются ангиографические методики для диагностики заболеваний с возможностью лечебного воздействия.

Автоматизированная система управления рентгеновским ротационным комплексом «Биоток-XR» состоит из контроллера, рентгеновского питающего устройства и моноблока, приемника рентгеновского излучения. Контроллер Saia-Burgess PCD2.M150 осуществляет управление и поддерживает взаимосвязь между всеми частями комплекса. Контроллер управляет рентгеновским питающим устройством (РПУ), которое, в свою очередь, задает ток накала катода рентгеновского излучателя (моноблока) и напряжение на аноде моноблока с использованием цепи обратной связи по току и напряжению анода. В качестве приемника рентгеновского излучения выступает датчик Philips FLXIS Fluoro Image Intensifier/TV (FLXIS). Изображение, получаемое на регистраторе рентгеновского излучения FLXIS, передается посредством протокола Ethernet на рабочую станцию (PC) [1].

В автоматизированной системе управления рентгеновским ротационным комплексом разработан модуль автоматического изменения мощности излучения моноблока. Обратная связь приемника рентгеновского излучения с моноблоком модулирует радиационный выход таким образом, чтобы получить соответствующую проникающую способность рентгеновского пучка и необходимую яркость изображения.

На основе экспериментально полученной закономерности радиационного выхода $R\left[\frac{\text{мГр}\times\text{м}^2}{\text{мА}\times\text{мин}}\right]$ моноблока и времени излучения с использованием дозиметра Unfors Xi была построена зависимость радиационного выхода от напряжения на моноблоке (рис. 1).

Приемник рентгеновского излучения FLXIS II/TV позволяет отслеживать в реальном времени текущее значение мощности дозы, которая поступает на кадр, с помощью аналогового сигнала Automatic Brightness Control (ABC) [2]. Микроконтроллер оцифровывает сигнал и каждые 100 мс отправляет оцифрованные значения на рабочую станцию посредством RS-232. Оцифрованный сигнал используется в авто-

матизированной системе управления рентгеновским комплексом для контроля выходной мощности моноблока (кВ, анодный ток) в автоматическом режиме.

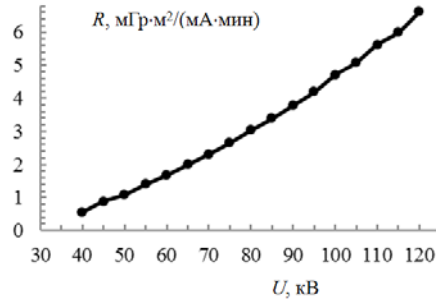


Рис. 1. Зависимость радиационного выхода от напряжения на моноблоке

Сигнал АВС генерируется после измерений в «области интереса» текущего кадра во время его экспозиции. Область интереса представляет собой круг, диаметр которого составляет 62% диаметра рентген-приемника. Сигнал АВС зависит от мощности дозы, которая поступила на кадр, требуемой мощности дозы на кадр, и определяется по формуле

АВС = 7,5 × (измер. мощность дозы / треб. Мощность дозы – 1) В.

Интервал разброса аналогового сигнала от –7,5 до +7,5 В. Если АВС = 0, то мощность выходного излучения достаточна для текущего положения пациента на рентген-прозрачном столе. Если АВС<0, то средняя яркость картинки ниже нормы, и необходимо увеличить мощность выходного излучения. Если же АВС > 0, то картинка засвечена, и необходимо снизить мощность выходного излучения.

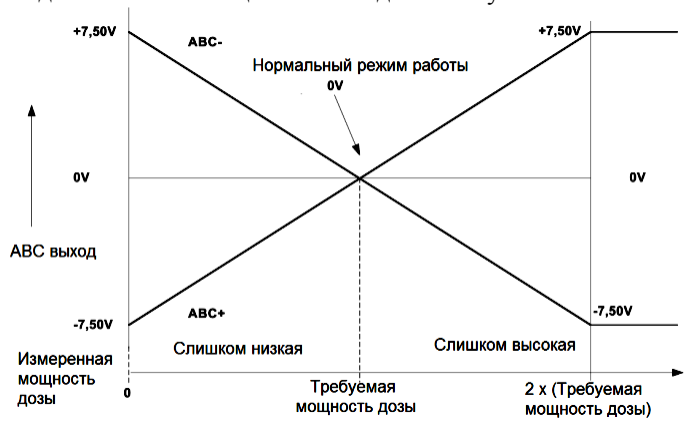


Рис. 2. Соответствие текущей дозы и сигнала АВС

Плавное изменение мощности выходного излучения происходит в зависимости от величины сигнала АВС с использованием кривой зависимости анодного тока от напряжения на рентгеновской трубке (рис. 3).

Автоматическая подстройка мощности выходного излучения выполняется за 1,6–1,8 с.

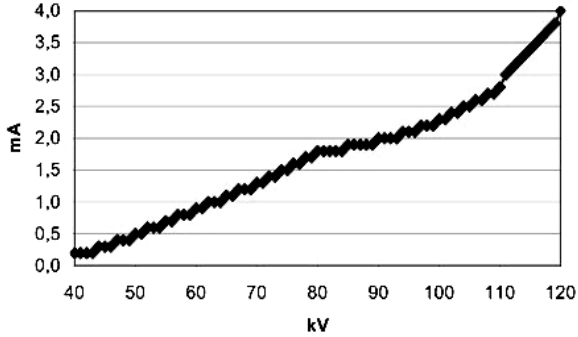


Рис. 3. Зависимость анодного тока от напряжения на трубке

ЛИТЕРАТУРА

1. Разработка ротационного рентгеновского аппарата с кольцевым штативом для оперативного создания 3D изображений сердца / Н.М. Федотов, А.И. Оферкин, А.И. Буллер и др. // Доклады ТУСУРа. 2010. № 2 (22), ч. 2. С. 97–101.

2. Philips Image Intensifiers & II/TV [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.x-alliance.com/products/image-intensifiers-iitv, свободный (дата обращения: 17.02.2013).

УСТАНОВКА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЙ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕРХЪЯРКИХ СВЕТОДИОДОВ

А.П. Чехоненко, Е.И. Казко, А.Н. Коровкин, студенты,
А.В. Ермолаев, аспирант
Научный руководитель С.Г. Еханин, проф., д.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, stalker@main.tusur.ru
Проект ГПО КУДР-1003 – «Изучение деградации светодиодных гетероструктур»

Светодиод, или светоизлучающий диод (СД, СИД, LED англ. Light-emitting diode), – полупроводниковый прибор с электронно-дырочным переходом, создающий оптическое излучение при пропускании через него электрического тока.

Сверхъяркие светодиоды с гетеропереходами на основе нитрида галлия являются в настоящее время наиболее перспективными для создания осветительных ламп благодаря большой ширине запрещен-

ной зоны и высокой теплопроводности. Эти свойства обеспечивают возможность повышения рабочих токов, допустимой рабочей температуры и получение большой яркости света.

Однако излучаемый свет лежит в узком диапазоне спектра. Его спектральные характеристики зависят во многом от химического состава использованных в нём полупроводников.

Нужно пояснить, что белые светодиодные светильники делают по двум технологиям: либо ставят рядом три крошечных светодиода с красными, зелеными и синими лучами, получая «псевдобелый» свет, либо берут светодиод, выдающий ультрафиолетовый (иногда голубой) свет, и покрывают его слоем люминофора, преобразующего это излучение в белый свет, более-менее близкий к природному. Первый подход слабо распространен и дорог. И все равно – это не то же самое, что настоящий белый.

Светодиод при реализации второго подхода обладает меньшей эффективностью. Кроме того в состав его люминофора входит сложный композит, содержащий среди прочего иттрий и церий. Это одна из причин дороговизны осветительных белых светодиодов.

Колориметрические параметры светодиодов обычно выражены в координатах цветности или в длинах волн. Цветовое восприятие человека весьма сложно, поскольку оно зависит не только от различных физических свойств света, но также и от окружающих объектов, механических свойств излучателя, физиологического отклика глаза наблюдателя и его психологического состояния.

Кроме того, существуют различные факторы, влияющие на спектр излучения светодиодов. Одним из них является температура. С повышением температуры окружающей среды увеличивается и температура активной области светодиода, соответственно увеличивается длина волны излучения светодиода. Это увеличение обычно имеет значение в пределах 0,1–0,2 нм/^{o}C в зависимости от типа используемого кристалла. Некоторые светодиоды, например, красного свечения, могут демонстрировать и отрицательную температурную зависимость длины волны. Но, кроме того, при эксплуатации СИД в рабочем режиме (при больших плотностях тока) наблюдается электрический разогрев кристалла, который также будет влиять на спектр излучения светодиода.

Таким образом, имеется необходимость проведения исследований спектральных характеристик светодиодов при различных конструкциях и материалах светодиодов, а также в зависимости от режимов их работы (главным образом, от величины рабочих токов).

На рис. 1 приведена структурная схема установки для снятия спектральных характеристик сверхъярких светодиодов.

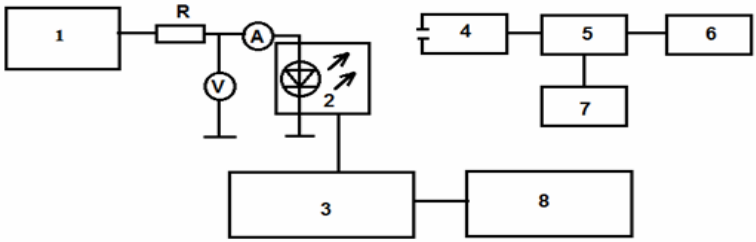


Рис. 1. Структурная схема установки для снятия спектральных характеристик светодиодов

Через светодиод, установленный в держатель (*2*), пропускается прямой ток, равный 10 мА, от источника постоянного напряжения (*1*). Светодиод устанавливают перед входной щелью монохроматора (*4*) и настраивают монохроматор на длину волны излучения светодиода. После того как будет зафиксирован отклик приемника излучения (*5*) на свечение диода, проводят подстройку положения светодиода перед входной щелью монохроматора, добиваясь максимальных показаний фотоприемника на индикаторе (*6*). Чувствительный фотоэлемент приемника излучения (*5*) питается напряжением 100 В от источника питания (*7*).

После установки светодиода на оптической оси монохроматора измеряют зависимость выходного сигнала фотоприемника от длины волны излучения, при этом в окрестности максимума излучения длину волны, пропускаемой монохроматором, изменяют через 1–10 нм.

Данные измерений заносят в таблицу и по ним строят спектральную характеристику светодиода в координатах:

$$U_0/U_{\max} = f(\lambda),$$

где U_0 – показание приемника излучения на длине волны λ; $U_{\max}$ – показание приемника излучения на длине волны $\lambda_{\max}$.

Рис. 2. Спектральные характеристики синих светодиодов

Чтобы измерить спектральные характеристики светодиода от температуры окружающей среды, необходимо светодиод установить в нагревательный элемент (*3*) (резистор С5-35В-50) и провести измерения в зависимости от температуры с шагом 10 °С от 20 до 100 °С. Температура печи стабилизируется устройством управления (*8*).

Пробные испытания были проведены при комнатной температуре на синих светодиодах марки FYL-5013-UBC на основе InGaN.

Как видно из рис. 2, спектральные характеристики светодиодов из одной партии при их питании одинаковым рабочим током сильно отличаются друг от друга. Данный результат показывает, что активная зона каждого светодиода имеет различную температуру вследствие либо различных условий теплоотвода, либо наличия различных зон локального перегрева.

ДЕГРАДАЦИЯ СИД И ОБРАТНАЯ ВЕТВЬ ВОЛЬТ-АМПЕРНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ

А.А. Коровкин, А.П. Чехоненко, Е.И. Казко, студенты,
А.В. Ермолаев, аспирант
Научный руководитель С.Г. Еханин, проф., д.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, stalker@main.tusur.ru
Проект ГПО КУДР-1003 – «Изучение деградации светодиодных гетероструктур»

В последнее время светоизлучающие диоды (СИД) с гетеропереходами активно используются для освещения [1]. Массовый переход в домашнем освещении на светодиоды приведет к значительной экономии электроэнергии. Так, на освещение затрачивается почти пятая часть всей электрической мощности, потребляемой в мире. Известно, что лампы накаливания – это, скорее, нагреватель, чем излучатель света. Они преобразуют в свет только 10% потребляемого электричества, 90% уходит на их нагревание. Для сравнения, белые светодиоды уже имеют эффективность от 47 до 64% [1]. По некоторым оценкам, светодиоды займут рынок освещения в течение 5–10 лет. Важной особенностью таких полупроводниковых источников света является то, что они, в отличие от традиционных ламп, через 50–100 тыс. часов не выходят из строя. Наблюдается лишь постепенное снижение их светового потока.

Однако производство и эксплуатация СИД всегда сопровождается появлением микро- и макродефектов [2]. Наличие дефектов приводит к появлению локальных перегревов, перераспределению плотности тока и мощности в структуре и ускоренной электрической деградации.

В мощных светодиодах поверхность кристалла имеет большую площадь, что неизбежно приведет к неравномерному распределению плотности тока и ускоренной деградации [2].

Оценка деградации интенсивности, сделанная при более высокой плотности тока, значительно превосходит значения, наблюдаемые при низкой плотности тока. Это можно объяснить с учетом результатов, полученных в работах [1–4], согласно которым процесс деградации обусловлен:

• увеличением плотности состояний на гетерогранице *InGaN*/*GaN*, образование электрического диполя, снижением потенциального барьера на границах гетеослоев;

• внутренними микронапряжениями и структурными неоднородностями в гетеослоях;

• прорастанием дислокаций по толщине структуры;

• стеканием примесных центров на дислокации, образованием проводящих шунтов в активной области прибора.

В работах [5, 6] было показано, что степень деградации СИД можно определять по прямой ветви ВАХ в области микротоков. В этой области ВАХ сопротивление *p–n*-перехода велико, и дополнительные токи утечки будут определяться образованием проводящих шунтов в активной области прибора, вызванных деградационными явлениями.

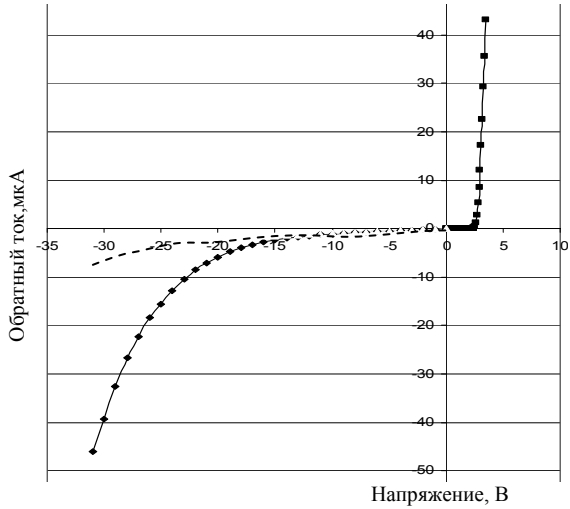


Рис. 1. Прямая и обратная ветви ВАХ до (пунктирная кривая) и после испытания СИД (черная кривая). Величина прямого тока дана в мА

В данной работе проведены измерения обратных ветвей ВАХ СИД на основе GaN до и после испытаний при больших плотностях токов. При подаче обратной полярности напряжения на СИД поле контактной разности потенциалов сложится с внешним электрическим

полем и высота барьера перехода возрастет, что приведет к резкому уменьшению электрического тока. Ток через *p–n*-переход будет определяться только дрейфовым током неосновных носителей заряда (электронами в *p*-области и дырками в *n*-области) [7]. В таких условиях электропроводность гетероперехода будет чувствительна к токам утечки, обусловленным деградационными явлениями.

На рис. 1 приведены ВАХ (прямая и обратная ветви) СИД до и после испытания.

Как видно из рис. 1, после выдержки СИД несколько часов при плотности рабочего тока, равного 100 А/см^2, наблюдается существенное изменение обратной ветви ВАХ (черная кривая).

Рост обратного тока от напряжения после испытания может быть связан с формированием электрического диполя в области гетерограниц InGaN/GaN в процессе прохождения прямого тока. При этом встроенное напряжение *p–n*-гетероструктуры уменьшается на величину потенциала диполя. В результате локальные потенциальные барьеры в слоях *n*-GaN и *p*-GaN снижаются и обратный ток начинает расти при меньших напряжениях. Таким образом, в участках, шунтирующих *p-n*-гетероструктуру, барьерная структура может быть представлена в виде двух поверхностно-барьерных переходов с небольшими барьерами Шоттки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Никифоров С.Г. Проблемы, теория и реальность светодиодов // Компоненты и технологии. 2005. №5.

2. Рожанский И.В., Закгейм Д.А. Анализ причин падения эффективности электролюминесценции светодиодных гетроструктур AlGaInN при большой плотности тока накачки // ФТП. 2006. Т. 40, вып. 7. С. 861–867.

3. Бочкарева Н.И. Влияние состояний на границах раздела на емкость и эффективность электролюминесценции InGaN / GaN-светодиодов / Н.И. Бочкарева, Е.А. Жирнов, А.А. Ефремов и др. ФТП. 2005. Т. 39. С. 829.

4. Ефремов А.А., Бочкарева Н.И. и др. Влияние джоулева разогрева на квантовую эффективность и выбор теплового режима мощных голубых InGaN/GaN светодиодов / / ФТП. 2006. Т. 40, Вып. 5. С. 621–627.

5. 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.

6. Ермолаев А.В., Богатырева Д.В., Сапегина Н.В. и др. Установка для комплексных исследований СИД // Научная сессия ТУСУР-2012: Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных, Томск, 16–18 мая 2012 г.Томск: В-Спектр, 2012. Ч. 1. С. 140–142.

7. Шуберт Ф. Светодиоды / Пер. с англ.; под ред. А.Э. Юновича. 2-е изд. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. 496 с.

ПРИБОР ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ СТРЕССОВЫХ СОСТОЯНИЙ ЧЕЛОВЕКА

О.А. Ушницкая, В.М. Шараборина, А.Д. Эверстов, студенты
Научный руководитель С.Г. Еханин, проф. каф. КУДР, д.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, stalker@main.tusur.ru
Проект ГПО КУДР-1103 – «Устройство диагностики и профилактики стрессовых состояний человека»

В современном мире человек все чаще испытывает стресс, причины этому очень разнообразны и зависят от многих факторов. Жизнь человека часто проходит в суете и напряжении, что в конечном итоге приводит к длительным или даже хроническим стрессам.

Стресс – неспецифическая (общая) защитная реакция организма на воздействие (физическое или психологическое), нарушающее его гомеостаз, а также соответствующее состояние нервной системы организма (или организма в целом) [1]. Гомеостаз (одинаковый, подобный) – саморегуляция, способность открытой системы сохранять постоянство своего внутреннего состояния посредством скоординированных реакций, направленных на поддержание динамического равновесия; стремление системы воспроизводить себя, восстанавливать утраченное равновесие, преодолевать сопротивление внешней среды [2].

Многолетние исследования канадского физиолога Ганса Селье, его сотрудников и последователей во всем мире подтверждают, что сильный и продолжительный (хронический) стресс снижает иммунитет за счет нарушения гормонального равновесия и, как следствие, является основой многих заболеваний [3].

Своевременное обнаружение хронического стрессового состояния позволит вовремя его устранить.

В связи с этим стало бы полезным иметь прибор для выявления стресса у человека. Как уже сообщалось [4], одним из показателей стресса является нарушение координации движений, которое появляется вследствие временной задержки корректирующей афферентной импульсации [5], что приводит к тремору. Тремор – быстрые, ритмические, с частотой около 10 Гц, дрожания конечностей или туловища, вызванные мышечными сокращениями и связанные с временной задержкой корректирующей афферентной импульсации, в силу чего реализация движения и сохранение позы происходит за счет постоянной подстройки движений к какому-то среднему значению [5].

Из этого следует, что измерением амплитуды тремора можно выявить стрессовое состояние у человека.

Существует множество методов регистрации тремора, но не все обладают хорошей надежностью, удобством и простотой в использо-

вании. Одним из эффективных методов регистрации тремора является использование акселерометра.

Акселерометр – это датчик линейного ускорения, измеряющий угол наклона тел, силу инерции, ударные нагрузки и вибрации [6]. В силу некоторых необходимых требований было решено остановиться на интегральном двухосевом акселерометре переменной емкости ADXL202. В основе конструкции интегрального акселерометра находится инертная микромасса (некий груз), которая перемещается в объеме корпуса на упругом элементе, под действием сил инерции, возникающих при повороте или встряхивании этого акселерометра.

Чем больше ускорение при встряхивании, тем больше отклонение инертной массы. Когда сила инерции этого груза уравновешивается силой упругого элемента, величина его смещения относительно нейтрального положения регистрируется каким-либо датчиком перемещения (в нашем случае емкостным) и преобразуется в электрический сигнал на выходе устройства. Далее этот сигнал подается в электронный блок для обработки.

Конструкция акселерометра позволяет ему реагировать только на ту составляющую ускорения, которая совпадает с осью чувствительности (направлением перемещения инертной массы) прибора (рис. 1).

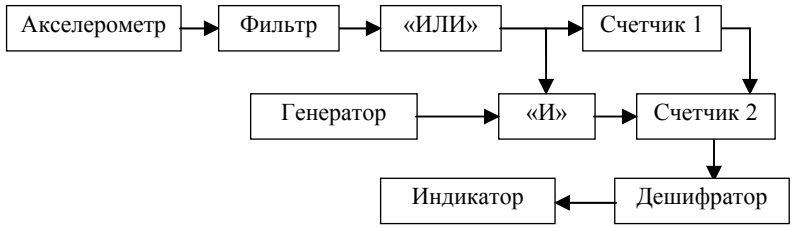


Рис. 1. Блок-схема устройства регистрации тремора

Принцип работы устройства заключается в следующем.

При треморе акселерометр изменяет свое положение в пространстве, величина смещения преобразуется в широтно-модулированный электрический сигнал на выходе устройства с частотой 10 кГц; это значит, что один период этого сигнала длится 0,1 мс. Этого времени слишком мало, чтобы оценить среднее значение тремора, необходимо примерно 20 тыс. периодов, что по времени равно 2 с.

Фильтр обеспечивает прохождение только определенного диапазона частоты (тремор у обычного здорового человека имеет частоту 8–12 Гц), что позволяет избежать влияние помех.

Логический элемент «ИЛИ» пропускает только самый длинный сигнал, посылаемый из двух осей акселерометра.

Счетчик *1* считает 20 тыс. импульсов, которые приходят с акселерометра, а далее их счет прекращается, так как появляется запрет на их счет. Генератор посылает прямоугольные микросекундные импульсы на логический элемент «И». Генератор нужен для того, чтобы определить длительность длинного импульса акселерометра в виде суммы коротких микросекундных импульсов генератора.

Счетчик *2* считает суммы коротких импульсов до тех пор, пока не получит запрет на счет от первого счетчика.

Дешифратор обрабатывает полученный сигнал и вычисляет среднее значение времени всех импульсов.

Индикатор – цифровое табло, где мы наглядно можем увидеть значение тремора, представленного в виде длительности сигнала, который пропорционален амплитуде тремора.

Дальнейшие исследования поспособствовали бы качественной реализации и дальнейшему усовершенствованию устройства.

ЛИТЕРАТУРА

1. Википедия. Стресс. URL: http://ru.wikipedia.org/wiki/Стресс.

2. Википедия. Гомеостаз. URL: http://ru.wikipedia.org/wiki/Гомеостаз.

3. Селье Ганс. Стресс без дистресса. М.: Прогресс, 1979. 123 с.

4. Ушницкая О.А., Шараборина В.М., Эверстов А.Д. Метод индикации стрессовых состояний человека на основе тремора рук / Наст. сборник.

5. Википедия. Тремор. URL: http://ru.wikipedia.org/wiki/Тремор.

6. Интегральные акселерометры. URL: http://www.compitech.ru/html.cgi/arhiv/02_01/stat_66.htm

МЕТОД ИНДИКАЦИИ СТРЕССОВЫХ СОСТОЯНИЙ ЧЕЛОВЕКА НА ОСНОВЕ ТРЕМОРА РУК

А.Д. Эверстов, О.А. Ушницкая, В.М. Шараборина, студенты

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

г. Томск, ТУСУР, stalker@main.tusur.ru

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

Понятие «стресс» было введено в 1936 г. Гансом Селье для обозначения неспецифической реакции организма на любое неблагоприятное воздействие [1].

Стресс – неспецифическая реакция организма на воздействие (физическое или психологическое), нарушающее его гомеостаз, также соответствующее состояние нервной системы организма (или организма в целом). При стрессе учащается сердцебиение, учащается ды-

хание, повышается артериальное давление, повышается свертываемость крови, понижается иммунитет, изменяется мышечный тонус, повышается тремор.

Тремор (от лат. tremor – дрожание) – быстрые, ритмические, с частотой около 10 Гц движения конечностей или туловища, вызванные мышечными сокращениями и связанные с временной задержкой корректирующей афферентной импульсации, в силу чего реализация движения и сохранение позы происходит за счет постоянной подстройки движений к какому-то среднему значению [4]. При утомлении и сильных эмоциях, а также при патологии нервной системы происходит существенное усиление тремора [5].

Выделяют два основных типа тремора – физиологический и патологический.

Физиологический тремор существует у каждого здорового человека. Его амплитуда так мала, что он не виден невооруженным глазом, частота составляет от 8 до 12 Гц. Усиленный физиологический тремор – это физиологический тремор с амплитудой большей, чем обычно, но сохраняющий прежнюю частоту (8–12 Гц). Его нередко можно видеть невооруженным глазом [6].

Проведем простой эксперимент: с помощью лазерной указки на расстоянии пяти метров прицелимся на мишень, расположенную в начале координатных осей x и y. Отметим максимальное смещение падающего луча от мишени. В итоге получим амплитуду тремора по горизонтальной и вертикальной осям.

Проследим за тремором одного человека в разных психофизиологических состояниях. Например: в спокойном состоянии, после физической нагрузки, а также после употребления кофе или крепкого чая. Амплитуда тремора при этих состояниях будет различна. В спокойном состоянии амплитуда будет меньше, чем после физической нагрузки или употребления кофе. В этих случаях будем наблюдать усиленный физиологический тремор.

Проведем другой эксперимент. С помощью лазерной указки с расстояния одного метра прицелимся на фотодиод, закрепленный в светонепроницаемой коробке, сигнал с которого будет поступать на самописец.

На самописце получим рисунок (рис. 1) в виде колебаний, амплитуда и частота которых будет характеризовать тремор.

На рис. 1 представлена зависимость амплитуды тремора от времени. Результаты измерения были получены при следующих параметрах: скорость развертки самописца $V = 1$ см/с; чувствительность усилителя самописца $S = 2$ мВ/см. Частота тремора определялась как максимальное число пиков, приходящихся на 1 см.

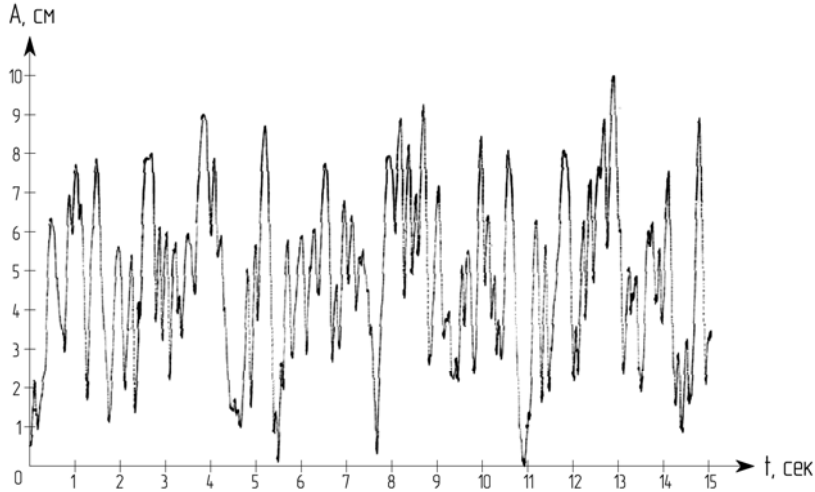


Рис. 1. Зависимость амплитуды тремора от времени, полученная на самописце

За амплитуду тремора принято среднее значение отклонений колебаний пера самописца.

В таблице приведены параметры тремора, измеренные в состоянии покоя одного человека в разные дни.

Исследование тремора покоя

№	Частота, Гц	Амплитуда, см	Амплитуда, мВ
1	5	8	16
2	6	7	14
3	4	9	18
4	6	8	16
5	7	11	22
6	7	8	16

Как видно из таблицы, в спокойном состоянии частота тремора человека находится в диапазоне 4–7 Гц, а относительное изменение амплитуды тремора составляет примерно 36%.

Данный метод измерения тремора имеет большую погрешность, включает в себя наличие «случайных выбросов» (происходит при корректировке прицеливания в мишень), а также зависит от множества факторов – расстояние до мишени, положение руки, освещенность и т.д. Все это делает данный способ малоэффективным и ненадежным. В связи с этим было принято решение использовать другой метод измерения тремора – метод с использованием акселерометра. Этот способ более надежен, практичен и обладает меньшей погрешностью.

ЛИТЕРАТУРА

1. Селье Г. Стресс без дистресса, М.: Прогресс, 1982. 123 с.
2. http://ru.wikipedia.org/wiki/Стресс.
3. http://larece.ru/?p=16655.
4. Штульман Д.Р., Левин О.С. Неврология. Справочник практического врача. М.: Медпресс, 2008.
5. http://ru.wikipedia.org/wiki/Тремор.
6. http://society.parkinsonizm.ru/?page=84.

ТЕНДЕНЦИИ, ПЕРСПЕКТИВЫ И РИСКИ В ОБЛАСТИ ТЕЛЕМЕДИЦИНЫ

Ю.В. Лозовая, Е.С. Мецлер, студенты каф. УИ

г. Томск, ТУСУР, damn_thins@mail.ru

Улучшение здоровья населения, повышение качества предоставляемых медицинских услуг и усовершенствование образовательных технологий в медицине являются актуальными задачами современности. С развитием компьютерной техники и телекоммуникационных технологий появилась возможность решать данные проблемы с помощью новых технических разработок. Данное междисциплинарное взаимодействие привело к возникновению новой дисциплины, которую назвали телемедицина. Предмет телемедицины заключается в цифровой обработке и передаче медицинской информации между отдаленными друг от друга пунктами, в которых находятся пациенты, врачи и другие провайдеры медицинской помощи.

Телекоммуникации в телемедицине применяют с целью диагностики, лечения, консультирования и непрерывного обучения. В настоящее время развитию телемедицины в России уделяется большое внимание. Актуальность данного направления обусловлена (i) значительным разрывом между уровнем развития диагностических и интервенционных технологий в ведущих медицинских центрах и на периферии; (ii) разницей в обеспеченности кадрами и оборудованием в мегаполисах и малых населенных пунктах и (iii) высокой стоимостью проезда в специализированные центры для получения высококвалифицированной медицинской помощи. Этот разрыв, существующий во всех странах, усугубляется в России громадными расстояниями и низкой плотностью населения.

Телемедицина предлагает новый способ решения проблем, которые до нее могли быть решены с помощью медицинской авиации и выездных бригад. Благодаря телемедицине появляются принципиально новые взаимоотношения между медицинскими работниками раз-

личных специальностей и пациентами, которые находятся в удаленных регионах России. С помощью телекоммуникационных технологий можно вывести медицину на принципиально новый социально значимый уровень развития. Целью работы был анализ глобальных тенденций в развитии телемедицины, выявление ее перспективных направлений и идентификация перспектив и рисков данного направления медицины.

Методы. Был проведен поиск и анализ полнотекстовых статей в области телемедицины, опубликованных в открытых источниках и в журналах, индексированных в биомедицинской базе данных PubMed. Поиск литературы проводили по ключевым словам: «телемедицина» и «телекоммуникационные технологии в медицине». В общей сложности было проанализировано 35 полнотекстовых статей из отечественных и зарубежных источников.

Результаты. В настоящее время во многих странах разрабатываются и внедряются многочисленные проекты в области телемедицины. В России развитие данного нововведения находится на начальном этапе, но тем не менее и в нашей стране телемедицина имеет предпосылки к широкому и эффективному использованию. Анализ публикаций позволил идентифицировать основные направления в телемедицине. К ним относятся:

1) Телемедицинские консультации. Консультации в рамках телемедицины осуществляются путём передачи медицинской информации по телекоммуникационным каналам связи как в отсроченном режиме, так и в режиме реального времени. Данное направление стало возможным с широким внедрением в медицинскую практику персональных компьютеров и развитием глобальной сети Интернет [1].

2) Телемедицина и непрерывное образование. К данному направлению относится чтение лекций и проведение видеосеминаров и видеоконференций с использованием телекоммуникационного оборудования. Во время таких мероприятий преподаватель имеет интерактивный контакт как с аудиторией, так и с коллегами и пациентами. В результате использования новых технологий у специалистов в области медицины появляется реальная возможность непрерывного профессионального образования и повышения квалификации без отрыва от места работы.

3) Трансляция хирургических операций. Применение сетевых видеокамер позволяет транслировать ход хирургических операций. Данная технология может использоваться также в режиме «теленаставничества», когда более опытный врач дистанционно контролирует действия менее опытного коллеги в режиме реального времени.

4) Системы дистанционного биомониторинга. Телемедицинские системы динамического наблюдения применяются в лечении и реабилитации пациентов, страдающих острыми и хроническими заболеваниями, а также на промышленных объектах для контроля состояния здоровья работников, например операторов на атомных электростанциях.

5) Домашняя телемедицина. Специальное телемедицинское оборудование осуществляет сбор и передачу медицинских данных пациента, находящегося дома, в отдаленный телемедицинский центр для дальнейшей обработки специалистами.

Проведенный анализ литературных данных позволил идентифицировать как перспективы, так и ряд рисков, связанных с внедрением телемедицины в широкую практику. С одной стороны, телемедицина действительно может вести к существенному повышению уровня здоровья населения, увеличению качества предоставляемых медицинских услуг и переходу здравоохранения и медицинского образования на качественно на новый уровень [2]. С другой стороны, внедрение телемедицины связано с потенциальными рисками, которые необходимо изучать и предотвращать. Среди них можно перечислить такие, как возможная угроза потери конфиденциальности медицинской информации при ее передаче по каналам связи; высокая стоимость оборудования и каналов связи; более высокий риск постановки ложноположительных и ложноотрицательных диагнозов при использовании телекоммуникационных технологий; реструктуризация системы здравоохранения, ведущая к потере ряда рабочих мест; изменение концепции оказания медицинской помощи, требующее разъяснительной работы среди населения и медицинского персонала.

Заключение. Таким образом, в ходе проведенного анализа было установлено, что телемедицина представляет собой перспективное направление и является ценным инструментом для решения многих проблем современного здравоохранения. Внедрение телекоммуникационных технологий в медицину позволит достичь качественно нового уровня оказания медицинской помощи, что имеет огромную социальную значимость для всего человечества. Телемедицина может привести к существенным изменениям структуры оказания медицинской помощи, развитию новых образовательных технологий и новой концепции взаимодействия медицинского персонала с пациентами. Все это требует новых знаний, умений и подходов. Необходимо понимать, что традиционная медицина и находящаяся в процессе становления телемедицина представляют собой целостные системы; их развитие должно быть непротиворечивым и взаимодополняющим. Развитие концепции телемедицины и ее интеграция в систему здравоохранения должны происходить в соответствии с принципами системного подхода.

ЛИТЕРАТУРА

1. WEB-интеграция медицинской информации как базис развития современной телемедицины [Электронный ресурс]. URL: http://tele.med.ru/web_statya.htm
2. Телемедицина: Что это такое? [Электронный ресурс]. URL: http://www.stel.ru/telemedicine/definitions/
3. Ahn M.E., Choi G.H. A developmental process of telemedicine, e-Health & u-Health // J Korean Med. Assoc. 2009; 52:1131-40.
4. Koh H.J., Yoo T.W. Primary care oriented telemedicine // J Korean Acad Fam. Med. 1999; 20:13-22.

РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ПО РАСПРОСТРАНЕНИЮ ВОЛН ВОЗБУЖДЕНИЯ В ПРЕДСЕРДИИ

Г.С. Маликова, студентка 4-го курса каф. КИБЭВС
Научный руководитель Н.М. Федотов, зав. лаб.
безопасных биомедицинских технологий ЦТБ ТУСУРа, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, gaukharmalikova@gmail.com
Группа ГПО №0709 – «Информационно-технологические медицинские системы для диагностики и лечения аритмии сердца»

Фибрилляция предсердий (ФП, синоним: мерцательная аритмия) – наиболее распространенная форма наджелудочковой аритмии. Большинство людей с мерцательной аритмией имеют повышенный риск образования тромбов, которые, в силу своей подвижности, могут способствовать развитию инсульта. Ежегодно в России инсульт переносят более 450 тыс. человек, т.е. каждые 1,5 мин у кого-то из россиян развивается это заболевание [1].

На сегодняшний день медицине известно медикаментозное и хирургическое лечение сердечной аритмии. Но все эти методы не позволяют радикально устранить данную проблему. В данной работе была поставлена задача моделирования процессов фибрилляции предсердий, изучения условий ее возникновения и поддержания, чтобы в дальнейшем создать алгоритм поиска аритмогенных зон. Для достижения этой цели была разработана модель по изучению поведения волн возбуждения при дисперсии рефрактерного периода и скорости передачи возбуждения на основе модели Винера–Розенблюта.

Математическая модель Винера–Розенблюта состоит из клеточных автоматов, связанных определенным образом. Каждый из них имеет конечное множество состояний и совершает переходы между ними по определенным правилам, характерным для элемента среды данного типа [2].

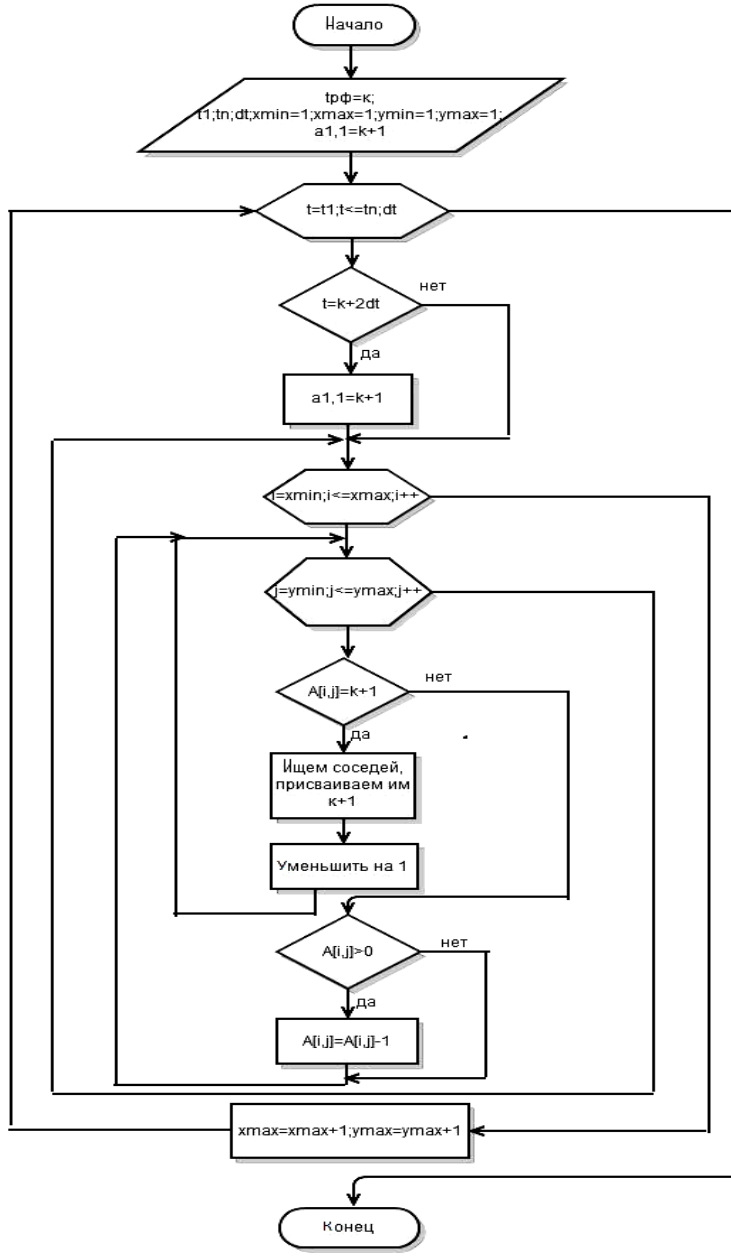


Рис. 1. Блок-схема алгоритма

Для описания алгоритма распространения волн возбуждения по предсердию рассмотрим его двухмерную реализацию, взяв за основу решетку с ячейками прямоугольной формы. Проиндексируем ячейки клеточного автомата, сопоставив каждой индексы, определяющие ее положение в системе клеток. Выстроим ячейки таким образом, чтобы они располагались параллельно осям координат. Обозначим клетку символом $a_{i,j}$, где i, j – порядковые номера ячеек в направлении осей x, y соответственно. Обозначим состояние автомата в момент времени t как $a_{i,j}(t)$=φ. Рассматриваемый автомат может принимать одно из трех состояний, где величина φ1 соответствует состоянию покоя; φ2 – возбужденному состоянию; φ3 – рефрактерности.

Рассматриваемый автомат обладает ограниченным числом действий $f(f1, f2, f3)$, где $f1$ – переход от состояния φ1 к состоянию φ2, $f2$ – переход от φ2 к φ3 и $f3$ – переход от φ3 к φ1. Изменение состояний может происходить в строго определенной последовательности: если клетка находится в фазе покоя, то в следующий момент времени она может стать активной, затем состояние неопределенности и только после этого вернуться в исходное состояние [3].

В качестве входных данных будем использовать: исходное состояние системы; область моделирования; дискретные значения времени, следующие друг за другом через равные интервалы времени Δt. В данной модели Δt должно принять значение, равное промежутку времени, за которое возбуждение передается от одной клетки к другой. Дискретные значения времени, для которых должны производиться вычисления состояний системы, представляются рядом $t(t1, t2, \ldots, tn)$, где $t1$ – значение времени первой волны возбуждения; tn – значение времени завершения возбуждения; время пребывания системы в состоянии рефрактерности. Алгоритм представлен в виде блок-схемы на рис. 1.

В результате проведенной работы была построена модель по изучению волн возбуждения, разработан алгоритм для реализации процесса моделирования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Фибрилляция предсердий, Здоровая тема [Электронный ресурс]. Электрон. дан. [Москва]. Режим доступа: http://ztema.ru/illness/kardiologiya/fibrillyaciya-predserdiy/свободный. Загл. с экрана.

2. Wiener N., Rosenblueth A. The mathematical formulation of the problem of conduction of impulses in a network of connected excitable elements, specifically in cardiac muscle // Arch. Inst. Cardiologia de Mexico 1946; 16: 205–265. Русский перевод: Винер Н., Розенблют А. Проведение импульсов в сердечной мышце. Математическая формулировка проблемы проведения импульсов в сети свя-

занных возбудимых элементов, в частности, в сердечной мышце // Кибернетический сборник. 1961. №3. М.: ИЛ, С. 3–56.

3. Наумов Л. Клеточные автоматы. Реализация и эксперименты. М., 1987. 150 с.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ АКТИВНОЙ ЗОНЫ СВЕТОДИОДНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУР

Д.П. Матвеев, А.П. Чехоненко, Д.В. Петенев, студенты,
А.А. Томашевич, аспирант
Научный руководитель С.Г. Еханин, проф., д.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, stalker@main.tusur.ru
Проект ГПО КУДР-1003 – «Изучение деградации светодиодных гетероструктур»

В последнее время светодиоды все активнее используются для создания светотехнических устройств. Однако в силу особенностей свойств полупроводниковых материалов рабочие характеристики светодиодов с повышением температуры ухудшаются. Поэтому всегда желательно знать их температуру перехода для повышения надежности и срока работы.

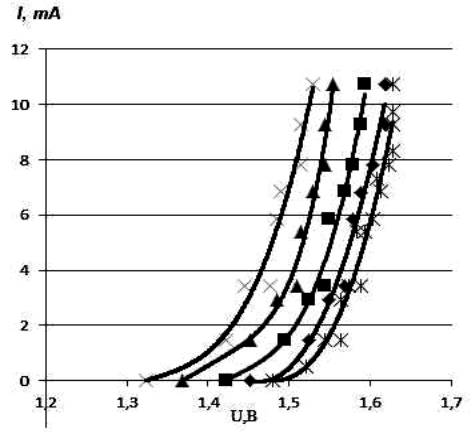
В данной работе выбран косвенный метод определения температуры активной зоны светодиода с помощью термочувствительного параметра. В качестве термочувствительного параметра берём прямое падение напряжения на светодиоде. Преимущество этого параметра в том, что прямое напряжение линейно зависит от температуры в широком интервале изменения [1].

Проводились исследования на коммерческих светодиодах красного света на основе AlGaInP (АЛ310) и голубого света на основе InGaN/AlGaN/GaN (FYL10).

Процедура измерения зависимости температуры активной зоны светодиода от протекающего через диод постоянного тока состоит из двух этапов: калибровочного измерения прямого напряжения на светодиоде в импульсном (негреющем) режиме при разной температуре окружающей среды и измерения этого напряжения в режиме постоянного тока при комнатной температуре. Этот принцип положен в основу всех косвенных методов измерения температуры в полупроводниковых приборах.

На этапе калибровочных измерений исследуемый светодиод помещался в печку, а вольт-амперная характеристика измерялась в негреющем режиме. Температура в печи изменялась в диапазоне значе-

ний: от 19 до 81 °С. В ходе калибровочных измерений на светодиод подавались импульсы напряжения длительностью 1 мс со скважностью 1000, что необходимо для исключения внутреннего разогрева светодиода за счет джоулева тепла. Прямое напряжение на светодиоде измерялось в указанном интервале температур для значений тока от 10 до 80 мА.



На рис. 1 представлены температурные зависимости ВАХ для красного светодиода (АЛ310).

Рис. 1. Температурные зависимости ВАХ красного светодиода (АЛ310)

Из калибровочных измерений определяем зависимость между прямым напряжением и температурой *p–n*-перехода в заданном интервале токов. Калибровочные кривые для красного светодиода показаны на рис. 2.

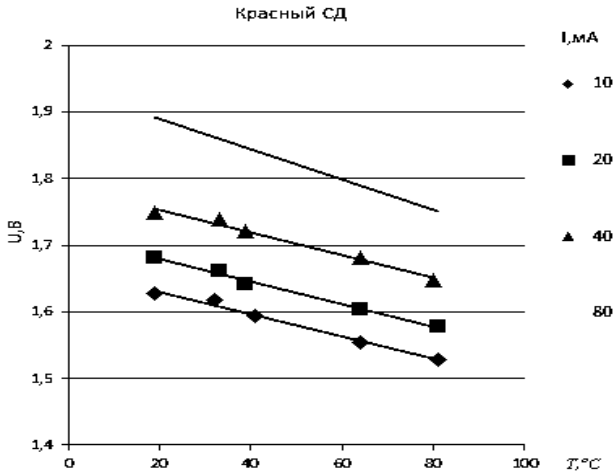


Рис. 2. Зависимости прямого напряжения на *p–n*-переходе светодиода от температуры при разных токах

Для синего светодиода температурные зависимости имеют аналогичный вид и здесь не показаны.

На втором этапе при комнатной температуре проводились измерения в режиме постоянного тока, изменяющегося в интервале значений от 10 до 80 мА. В моменты стабилизации температуры измеряем прямое падение на светодиоде. На основе результатов этих измерений и результатов калибровочных измерений находим зависимость температуры *p–n*-перехода при различных значениях прямого тока. Для исследуемых светодиодов красного и синего света графики зависимости температуры *p–n*-перехода от тока представлены на рис. 3.

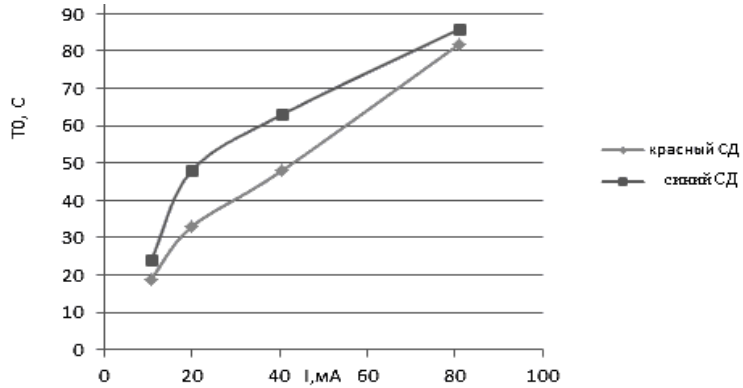


Рис. 3. Зависимость температуры *p-n*-перехода от тока в режиме постоянного тока

Как видно из графиков, для синего светодиода при токе 80 мА температура перехода достигает 88 °С, а для красного – 81 °С. При рекомендуемых прямых токах 20 мА для этих светодиодов температуры переходов для синего (FYL10) светодиода равна 48 °С, а для светодиода красного света (АЛ310) – 33 °С. Точность определения температуры ±3 °С.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шуберт Ф. Светодиоды / Пер. с англ.; под ред. А.Э. Юновича. 2-е изд. М.: ФИЗМАТЛИТ, 2008. 496 с.

ПОВЫШЕНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПАССИВНОГО РАДИОИЗОТОПНОГО МЕТОДА ИССЛЕДОВАНИЯ СТРЕССОВЫХ СОСТОЯНИЙ ЧЕЛОВЕКА

А.С. Моляров, А.А. Николаева, Е.И. Казко, студенты
Научный руководитель С.Г. Еханин, проф. каф. КУДР, д.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, stalker@main.tusur.ru
Проект ГПО КУДР-1103 – «Устройство диагностики и профилактики стрессовых состояний человека»

Эксперименты по измерению гамма-излучения от человека, проведенные в СКБ «Сталкер» ТУСУР [1], 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. Кроме изменения интенсивности излучения, были выявлены отклонения в гистограммах распределения от Пуассоновского вида [1]. 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 результатов измерений, вида гистограмм распределения и других статистических параметров временных рядов показаний датчиков от времени.

Как выяснилось в дальнейшем, солнечная активность, проявляющаяся во взаимодействии протонного солнечного ветра с атмосферой и изменяющая поток атмосферных гамма-квантов [2], 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 [2]. Эти гамма-кванты обладают большой проникающей способностью (имеют энергию около 100 МэВ) и способны достичь поверхности Земли.

Проведенный нами спектральный анализ временных рядов, полученных в результате эксперимента по измерению фона на поверхности Земли, показал, что большая часть выявленных циклов совпадает с периодами вариаций атмосферных гамма-квантов [2].

Для исключения влияния атмосферных гамма-квантов на канал БОС в работе [3] предлагается аппаратное решение. В качестве датчика используется сцинтилляционный датчик, способный различать гамма-частицы по энергиям. Приведенная в [3] схема прибора позволяет

осуществить селекцию радиоактивного излучения и исключить сигналы попадающего в датчик высокоэнергетичного атмосферного гамма-излучения.

Однако реализация подобной схемы требует приобретения остродефицитных комплектующих, что приведет к существенному удорожанию устройства в целом.

В данной работе для выделения полезного сигнала используется аналитический метод, в котором реализуется вычитание из общего сигнала значений, обусловленных суммой короткопериодических циклов вариаций потока атмосферных гамма-квантов и случайной составляющей.

Эксперимент, продолжавшийся 1 ч и результаты которого будут обработаны аналитическим методом, подробно описан еще в одной нашей статье в этой же секции. Здесь приведем лишь краткое описание. В течение первых 30 мин пациент в спокойном состоянии находился вблизи датчика (газоразрядный датчик СБМ-20). Расстояние от датчика до головы пациента составляло не более 1 м. Датчик располагался на уровне головы испытуемого. Данные эксперимента (интенсивность гамма-излучения) записывались в память компьютера.

Потом начиная с 31-й и по 39-ю мин, пациент выполнял интенсивные физические упражнения. С 40-й по 45-ю минуту испытуемый отдыхал (стремился расслабиться). С 46-й по 55-й минуту пациент испытывал страх (был подвергнут эмоциональному стрессу). После 55-й минуты и по 60-ю минуту включительно испытуемый релаксировал.

Спектральный анализ периодических функций заключается в нахождении коэффициентов ряда Фурье.

Расчет был проведен до 12-й гармоники. Как показал спектральный анализ, наибольшей амплитудой обладала 12-я гармоника. Период этой гармоники составляет 5 мин. Природу колебаний интенсивности потока атмосферных гамма-квантов с таким периодом можно связать с так называемыми волнами плавучести в атмосфере. Как указывается в [1], колебания потока гамма-квантов с таким периодом более устойчивы во времени и имеют наибольшую амплитуду. Таким образом, имеет смысл связывать «шумовую» составляющую сигнала от испытуемого с данной гармоникой.

На рис. 1 приведен график изменения интенсивности гамма-излучения от головы испытуемого в течение последних 30 мин опыта за вычетом пятиминутной гармоники.

Как видно из рисунка, «шумовой» разброс значений параметров ряда значительно уменьшился, что существенно повысило чувствительность пассивного радиоизотопного метода определения критических психофизиологических состояний человека.

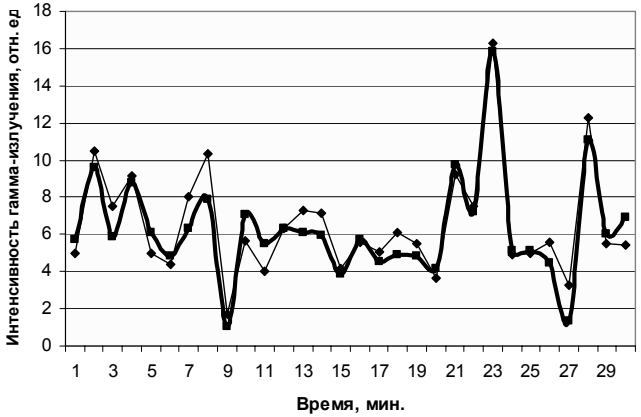


Рис. 1. Зависимость интенсивности гамма-излучения от головы испытуемого до (тонкая линия) и после вычитания значений гармоники с периодом 5 мин (толстая линия)

ЛИТЕРАТУРА

1. Молошников В.А., Еханин С.Г., Ярымова И.А. Бесконтактный датчик для систем биологической обратной связи // Приборы. 2008. № 12(102). С. 11–17.

2. Гальпер А.М., Лейков Н.Г., Лучков Б.И. Гамма-излучение и волны плавучести в атмосфере // Природа. 1981. № 6. С.14.

3. Моляров А.С., Николаева А.А., Казко Е.И. и др. Исследование стрессовых состояний человека пассивным радиоизотопным методом // Научная сессия ТУСУР–2012: Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных, Томск, 4–6 мая 2012 г. Томск: В-Спектр, 2012. Ч. 1.

БЕСКОНТАКТНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СТРЕССОВЫХ СОСТОЯНИЙ ЧЕЛОВЕКА

А.С. Моляров, А.А. Николаева, Д.В. Петенев, студенты

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

г. Томск, ТУСУР, stalker@main.tusur.ru

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

Стресс на работе возникает из-за высокой психической напряженности и связан с выполнением профессиональных задач и функциональных обязанностей в определенной организационной структуре. Психологический стресс проявляется в эмоциональных переживаниях, мотивационно-волевых, поведенческой и когнитивных сферах.

В настоящее время отмечаются методологические и методические трудности диагностики и измерения психологического стресса [1]. Дискутируются возможности и ограничения психологических тестов и опросников, построенных на субъективных оценках. Актуально использование аппаратных методов диагностики стресса, особенно с использованием бесконтактных методов.

Как уже говорилось ранее [2–3], в зависимости от уровня активности мозг человека (а также и некоторые другие органы) по-разному насыщен кровью, и уровень радиационного излучения вблизи мозга должен это отражать.

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.

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 данной работе были продолжены эксперименты по изучению изменения параметров гамма-излучения от головы пациента при разных психофизиологических состояниях человека.

Эксперимент заключался в следующем. В течение первых 30 мин пациент находился вблизи датчика. Расстояние от датчика до головы пациента составляло не более 1 м. Датчик располагался на уровне головы испытуемого. Данные эксперимента (интенсивность гамма-излучения) записывались в память компьютера.

Потом начиная с 31-й и по 39-ю минуту, пациент выполнял интенсивные физические упражнения. С 40-й по 45-ю минуту испытуемый отдыхал (стремился расслабиться). С 46-й по 55-ю минуту пациент испытывал страх (был подвергнут эмоциональному стрессу). После 55-й минуты и по 60- минуту включительно испытуемый релаксировал.

На рис. 1 приведен график изменения интенсивности гамма-излучения от головы испытуемого в течение последних 30 мин опыта.

Как видно из рис. 1, во время физических упражнений и отдыха, т.е. начиная с 1-й и по 15-ю минуту второй части опыта наблюдается тенденция к уменьшению интенсивности гамма-излучения от головы испытуемого. Резкое увеличение интенсивности гамма-излучения стало наблюдаться после того, как испытуемый подвергся сильному эмоциональному воздействию. Воздействие длилось с 16-й по 25-ю минуту. Причем, как видно из графика, наблюдается некоторая временная задержка в наступлении резкого роста интенсивности гамма-излучения

и чередование всплесков и провалов в графике зависимости интенсивности излучения от времени после прекращения эмоционального воздействия.

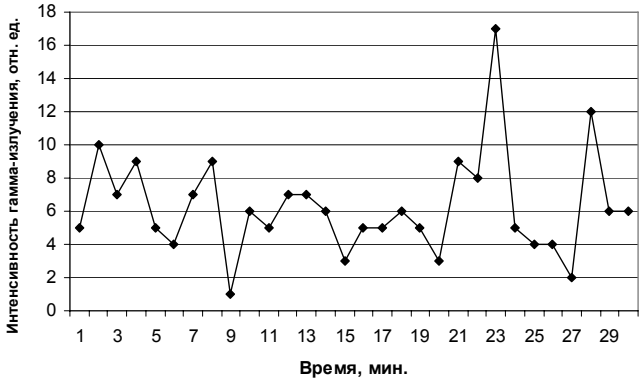


Рис. 1. Интенсивность гамма-излучения от головы испытуемого

Значения параметров вариации

До опыта (первые 30 мин)				
$X_{ср}$	W	V	D	σ
5,65	6	0,355	4,04	2,009
Во время опыта (вторые 30 мин)				
$X_{ср}$	W	V	D	σ
6,214	16	0,468	8,48	2,91

В таблице приведены параметры вариации результатов измерения интенсивности гамма-излучения от головы испытуемого до опыта (пациент находится в спокойном состоянии) и во время опыта, когда испытуемый выполнял физические упражнения и повергался сильному эмоциональному стрессу, где $X_{ср}$ – среднее арифметическое; W – размах вариации; $V = \sigma/X_{ср}$ – коэффициент вариации; D – дисперсия; σ – среднее квадратическое отклонение.

Как видно из рисунка, результаты измерений достаточно хорошо коррелируют с производимыми воздействиями на испытуемого, а параметры вариации результатов измерений до опыта и во время опыта существенно отличаются, что говорит о перспективности предлагаемого метода для диагностики критических психофизиологических состояний человека. Кроме того, учитывая, что метод диагностики бесконтактный, имеется возможность проводить диагностику стрессовых состояний человека на рабочем месте без отвлечения его от работы, а значит, более достоверно.

ЛИТЕРАТУРА

1. Водопьянова Н.Е. Психодиагностика стресса. СПб.: Питер, 2009. 336 с.

2. Моляров А.С., Николаева А.А., Казко Е.И. и др. Исследование стрессовых состояний человека пассивным радиоизотопным методом // Научная сессия ТУСУР–2012: Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных, Томск, 4–6 мая 2012 г. Томск: В-Спектр, 2012. Ч. 1.

3. Моляров А.С., Николаева А.А., Казко. Е.И. и др. Методы повышения помехозащищенности канала БОС // Научная сессия ТУСУР–2012: Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых учёных, Томск, 4–6 мая 2012 г. Томск: В-Спектр, 2012. Ч. 1.

ИССЛЕДОВАНИЕ БАТАРЕЙНОГО МОДУЛЯ ДЛЯ СИСТЕМ ЭКГ-МОНИТОРИРОВАНИЯ

К.В. Оверчук, магистрант ТПУ, А.А. Уваров, аспирант ТПУ;
И.А. Лежнина, доцент ТПУ, к.т.н.
Научный руководитель И.А. Лежнина, к.т.н., доцент
г. Томск, НИ ТПУ, kirill_ovk@mail.ru

Все современные портативные и переносные устройства питаются от гальванических элементов или аккумуляторов. Холтеровский монитор (прибор для регистрации электрокардиограммы человека в течение суток), носимый пользователем, в течение суток также требует внутреннего источника питания, и для его правильной и продолжительной работы необходима система мониторинга питания. Система мониторинга должна отслеживать уровень оставшейся энергии, предупреждать пользователя о низком заряде батареи и необходимости её замены.

На данный момент на рынке имеется большой ассортимент аккумуляторов и гальванических элементов. Из всего многообразия можно выделить основные типы, а именно батарейки с солевым электролитом, щелочным и литиевые батарейки. Среди аккумуляторов это никель-кадмиевые (Ni-Cd) и никель-металлгидридные (Ni-MH). Среди гальванических элементов необходимо сразу исключить батарейки с солевым электролитом, так как они представляет собой цинковый цилиндрический контейнер (служащий одновременно и корпусом, и «минусом» батарейки). При работе батарейки цинк, из которого сделан её корпус, постепенно окисляется, в результате чего в нём могут появиться отверстия – тогда электролит из батарейки вытечет, что может привести к порче электрокардиографа. В основном солевые батарейки рассчитаны на устройства, потребляющие единицы или десятки миллиампер, а если учесть что холтеровский монитор потребляет порядка ста миллиампер, то очевидно, что солевые батарейки не подходят для его питания.

Самым подходящим решением среди гальванических элементов являются щелочные и литиевые элементы. Оба типа элементов имеют емкость в промежутке от 1000 до 2000–3000 мА·ч. Благодаря такой большой ёмкости они способны обеспечить работу холтеровского монитора в течение суток.

Применять в холтеровском мониторе гальванические элементы питания возможно, но после одного использования их приходится выкидывать и покупать новые. В свою очередь аккумуляторы можно зарядить и использовать повторно и по данной причине целесообразно использовать в холтеровских мониторах. Однако аккумуляторы имеют свои отличительные характеристики – более низкое рабочее напряжение 1,2 В и явление эффекта памяти, что в свою очередь должно учитываться в мониторе питания для корректного отображения информации о батарее.

Основными параметрами, которые получает система мониторинга, могут быть напряжение на аккумуляторе, ток, потребляемый устройством, и время работы. Первый метод измерения основан на зависимости напряжения от оставшегося заряда (рис. 1).

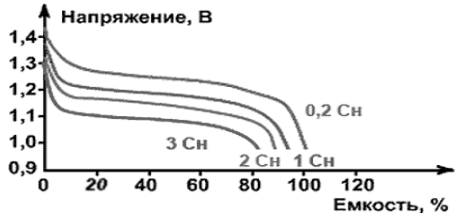


Рис. 1. Зависимость напряжения от отданной ёмкости аккумуляторам при различном токе разряда

Данную зависимость можно описать полиномом, коэффициенты которого можно найти с помощью программного пакета Mat lab.

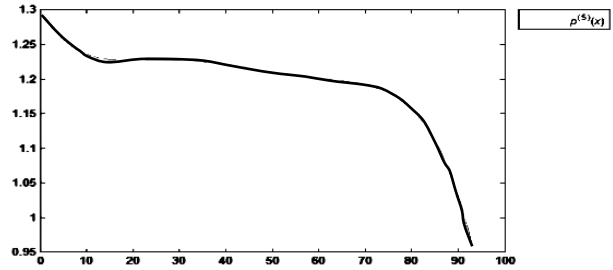


Рис. 2. Полином пятой степени, описывающий зависимость напряжения аккумулятора от отданного заряда

Для того чтобы описать зависимость, представленную на рис. 2, понадобился полином пятой степени, в результате он выгладит следующем образом:

$$p(x) = -1{,}171 \cdot 10^{-9} x^5 + 2{,}527 \cdot 10^{-7} x^4 - 2{,}032 \cdot 10^{-5} x^3 + 7{,}380 \cdot 10^{-4} x^2 - 0{,}012x + 1{,}3.$$

Данный полином несложно запрограммировать, но его расчет займет лишнее процессорное время и ресурсов контролера, что не всегда доступно. Поэтому этот способ не целесообразен в применении. Альтернативой может быть программирование таблицы готовых значений. Этот вариант решения будет работать намного быстрей, так как необходимо лишь найти значение в таблице, наиболее близкое к измеренному. В результате применения этого метода можно определить, сколько ещё осталось в батарее заряда в процентах, но данный метод не учитывает изменение ёмкости аккумулятора во время эксплуатации. С помощью этого метода можно сказать, что источник питания полностью заряжен, использована половина заряда или почти полностью разряжен.

В методе фиксирования отданного заряда отслеживаются потребляемый ток и время работы, в результате можно получить количество заряда, который отдал аккумулятор. У этого метода также есть недостаток, он не учитывает уменьшение ёмкости от эффекта памяти и старения аккумулятора. Для решения этой проблемы большинство производителей комплектует свои устройства системами зарядки аккумулятора, в которых подсчитывается, какую емкость получает аккумулятор при зарядке, и затем при эксплуатации высчитывает из нее оставшийся заряд. При таком решении возникает ограничение в спектре используемых аккумуляторов, так как создание системы зарядки для большого числа аккумуляторов значительно увеличит стоимость устройства, с другой стороны, если в системы зарядки будет установлен аккумулятор с меньшой емкостью, то это приведет к перезарядке аккумулятора и возможному взрыву. При попадании аккумулятора с большей емкостью, чем рассчитана система, это приведет к тому, что он не будет до конца заряжен, и время работы устройства сократится.

В результате можно сделать вывод, что в холторовском мониторе целесообразно использовать метод отслеживания зависимости оставшегося заряда от напряжения питания, реализованный с помощью заранее рассчитанных значений и запрограммированных в таблицу. В результате пользователь будет информирован о полном заряде батареи, половине оставшегося заряда и почти полной разрядке и необходимости замены или зарядки аккумулятора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лаврус В.В. Батареи и аккумуляторы. М.: ДМК-Пресс, 2005. 254 с.

2. Таганова А.А. Герметичные химические источники тока. Элементы и аккумуляторы. М.: ДМК-Пресс, 2005. 185 с.

БЕЗБОЛЕВОЕ УСТРАНЕНИЕ МЕРЦАНИЙ ПРЕДСЕРДИЙ

А.М. Машуков, Я.Н. Подскарбий, А.С. Семенов,
Д.Р. Уразаев, студенты каф. КИБЭВС
Научный руководитель Н.М. Федотов, зав. лаб.
безопасных биомедицинских технологий ЦТБ ТУСУРа, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, 570_pyn@students.isib.su
Проект ГПО КИБЭВС-0709 – «Разработка интраоперационного устройства для безболевой кардиоверсии»

В настоящее время подавление мерцаний предсердий осуществляется под анестезией, так как среднее значение энергии для подавления фибрилляции предсердий при наружной дефибрилляции составляет 200 Дж [1]. Человек не способен выдержать боль от разряда дефибриллятора, так как болевой порог составляет 2,2 Дж. В настоящее время для подавления фибрилляции предсердий используют эндокардиальные системы Alert™Internal Cardioversion Catheter. Средняя энергия такой кардиоверсии составляет 7 Дж [2]. Данные системы имеют конечные геометрические размеры, высокую плотность тока и соответственно высокую напряженность электрического поля в околоэлектродных областях, а напряжение в импульсе возрастает на порядок, что в итоге приводит к значительному превышению болевого порога.

Если разработать устройство, при помощи которого определенное значение энергии будет воздействовать селективно, т.е. непосредственно на участки аритмогенных зон в предсердии, то необходимость в больших энергиях и соответственно в анестезии исчезнет.

Основной задачей на данном этапе является оценка возможности проведения безболевой кардиоверсии.

По совокупности данных из научных публикаций была определена энергия эффективного разряда через грудную клетку пациента при выполнении кардиоверсии, равная 200 Дж [1], при этом сопротивление тела человека составило в среднем 50 Ом при длительности импульса разряда 5 мс.

Изначальные данные с принятыми буквенными эквивалентами: $E = 200$ Дж – энергия разряда; $R = 50$ Ом – сопротивление тела человека; $t = 5$ мс – время воздействия.

Для определения тока, протекающего между электродами, определяем мощность:

$$P = \frac{E}{t} = \frac{200}{5 \times 10^{-3}} = 40 \text{ кВт}.$$

Ток, протекающий от одного электрода к другому:

$$I = \sqrt{\frac{P}{R}} = \sqrt{\frac{40 \times 10^3}{50}} = 28{,}284 \text{ А}.$$

Определим плотность тока через область, где были приложены электроды.

Площадь поперечного сечения тела человека:

$$S = 0{,}2 \times 0{,}3 = 0{,}06 \text{ м}^2$$

Плотность тока в указанном сечении:

$$j = \frac{I}{S} = \frac{28{,}84}{0{,}06} = 471{,}405 \ \ A/\text{м}^2 .$$

Зная плотность тока, определяются напряженности в области сердца, а также токов и напряжений, приходящихся на отдельные участки сердца (дополнительные данные из статей, в которых описываются опытно подтвержденные данные – $\sigma = 0{,}8$ См/м – удельная проводимость; $\rho = \frac{1}{\sigma} = \frac{1}{0{,}8} = 1{,}25$ Ом×м – удельное сопротивление сердца):

$$E = \frac{j}{\sigma} = \frac{471{,}405}{0{,}8} = 589{,}256 \text{ В/м} .$$

Форма предсердия принимается в виде куба со стороной a = 0,041 м. Расчет сопротивления предсердия, силы тока, протекающего в предсердии, падения напряжения на предсердие и энергии, приходящейся на одно предсердие, для эффективной ЭИТ:

$S = a^2 = 0{,}041^2 = 1{,}681 \times 10^{-3}$ м^2 – площадь поперечного сечения для предсердия,

$$R = \frac{\rho \times a}{S} = \frac{1{,}25 \times 0{,}041}{1{,}681 \times 10^{-3}} = 30{,}488 \text{ Ом},$$

$$I = j \times S = 471{,}405 \times 1{,}681 \times 10^{-3} = 0{,}792 \text{ А},$$

$$U = R * I = 30{,}488 \times 0{,}792 = 24{,}159 \text{ В},$$

$$E = I^2 \times R \times t = 0{,}792^2 \times 30{,}488 \times 5 \times 10^{-3} = 0{,}096 \text{ Дж}.$$

Аналогично рассчитываются те же параметры для желудочка, только форма желудочка принимается в виде конуса с высотой 10,4 см и диаметром основания 4,7 см: $h = 10{,}4 \times 10^{-2}$ м, $d = 4{,}7 \times 10^{-2}$ м, $S = \frac{1}{2} \times h \times d = \frac{1}{2} \times 10{,}4 \times 10^{-2} = 2{,}444 \times 10^{-3}$ м^2 – площадь поперечного сечения желудочка,

$$R = \frac{\rho \times h}{S} = \frac{1{,}25 \times 10{,}4 \times 10^{-2}}{2{,}444 \times 10^{-3}} = 53{,}191 \text{ Ом},$$

$$I = j \times S = 471{,}405 \times 2{,}444 \times 10^{-3} = 1{,}152 \text{ А},$$

$$U = R \times I = 53{,}191 \times 1{,}152 = 61{,}283 \text{ В},$$

$$E = I^2 \times R \times t = 1{,}152^2 \times 53{,}191 \times 5 \times 10^{-3} = 0{,}353 \text{ Дж}.$$

Расчет энергии, приходящейся на геометрическую область сердца, при разряде дефибриллятора 200 Дж:

$$E = 2 \times (E_{\text{ж}} + E_{\text{пр}}),$$

где $E_{\text{ж}}$ – энергия, приходящаяся на 1 желудочек; $E_{\text{пр}}$ – энергия, приходящаяся на 1 предсердие; E – энергия, приходящаяся на сердце.

$$E = 2 \times (0{,}353 + 0{,}096) = 0{,}897 \text{ Дж}.$$

Таким образом, видно, что энергия, приходящаяся на геометрическую область сердца, не превышает 1 Дж, а подавляющее значение энергии идет на преодоление сопротивления внутренних органов человека.

На данном этапе была оценена возможность проведения безболевой кардиоверсии и получены предпосылки для проектирования устройства обнаружения и подавления очагов мерцаний предсердий.

Выводы. Для эффективной кардиоверсии достаточно энергии воздействия, равной 0,1 Дж, приходящейся на геометрическую область предсердий. Такое количество энергии не превышает уровень болевого порога.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бокерия Л.А., Базаев В.А., Меликулов А.Х. и др. Электрическая кардиоверсия при фибрилляции предсердий: показания и выбор оптимального метода // Анналы аритмологии. 2005. № 3. С. 18–25.

2. Бокерия Л.А., Базаев В.А., Кабаев У.Т. и др. НЦ ССХ им. А.Н. Бакулева РАМН. М.: Наша родина.

3. Ефимов И.Р., Самбелашвили А.Т., Никольский В.Н. Прогресс изучения механизмов электрической стимуляции сердца. Ч. 1–3. [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.vestar.ru/atts/874/874efimov.pdf свободный.

СЕКЦИЯ 5

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ

Председатель секции – ***Лощилов А.Г.****, с.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.,*
зам. председателя – ***Бомбизов А.А.****, м.н.с. СКБ «Смена»*

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ ПРИЕМА И ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ПЛАТУ УПРАВЛЕНИЯ НА БАЗЕ ЧИПА OXUPCI952

А.М. Аллануров, К.А. Карпов, студенты РКФ
Научный руководитель А.Г. Лощилов, с.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.
г. Томск, ТУСУР
Проект ГПО РЭТЭМ-1203– «Разработка управляемых устройств СВЧ-диапазона на платформе PXI»

Ранее, в 2011 г., в СКБ «Смена» была разработана и изготовлена специализированная плата сопряжения на базе интерфейса PXI [1]. В рамках данного проекта возникла задача по созданию программного продукта, который позволит осуществлять прием и передачу данных на внешнее управляемое устройство с использованием разработанной платы, изображенной на рис. 1. Ключевым вопросом данного этапа работы была экспериментальная оценка достижимости теоретической пропускной способности шины «плата сопряжения – плата обработки» – 2 Мбит/с.

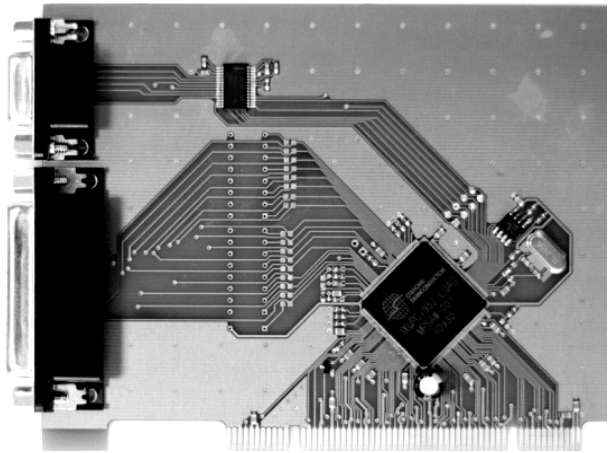


Рис. 1. Макет печатной платы

Перед началом реализации задачи была сделана подготовка.

Во-первых, была выбрана среда для разработки программного продукта. Средой для разработки стал язык программирования Delphi. Данный язык является универсальной средой разработки и имеет необходимые средства для реализации поставленной задачи.

Во-вторых, была просмотрена и изучена литература, а также различные интернет-источники, в которых довольно подробно описаны возможности Delphi в разработке приложений, связанных с интерфейсом RS232 [2], так как чип OXPCI952, установленный на плате сопряжения, реализует эмуляцию двух последовательных интерфейсов RS232, посредством которых возможно взаимодействие с внешними устройствами.

В итоге был разработан программный модуль, который позволяет с использованием разработанной платы сопряжения передавать данные (небольшие команды, текстовые файлы с набором команд или параметров), а также принимать и анализировать данные с последующим отображением в виде графиков.

Для тестирования разработанного модуля был собран макет, структурная схема которого приведена на рис. 2.

Макет состоит из отладочной платы с установленным на ней микроконтроллером серии AVR и платы сопряжения на базе микросхемы OXuPCI952, установленной в PCI слот персонального компьютера. С помощью разработанного тестового программного обеспечения на микроконтроллере был синтезирован поток цифровых данных (пилообразный сигнал, каждое из значений которого представлено 16-битным словом) на различных скоростях: от 9600 бит/с до 2 Мбит/с. Сигнал передавался по шине RS232 на плату сопряжения.

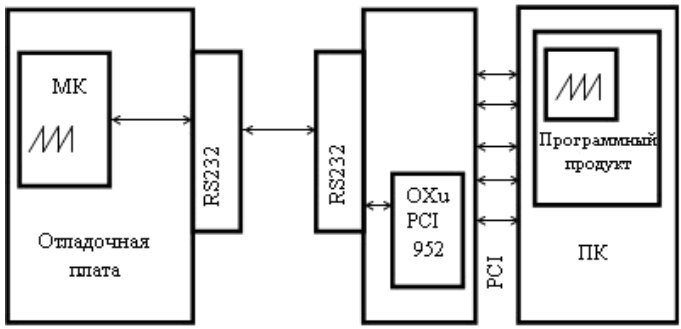


Рис. 2. Структурная схема макета

Было разработано тестовое приложение, имеющее графический интерфейс и позволяющее оценить достоверность передачи данных в

графической форме в реальном масштабе времени. На рис. 3 приведен интерфейс разработанного программного обеспечения.

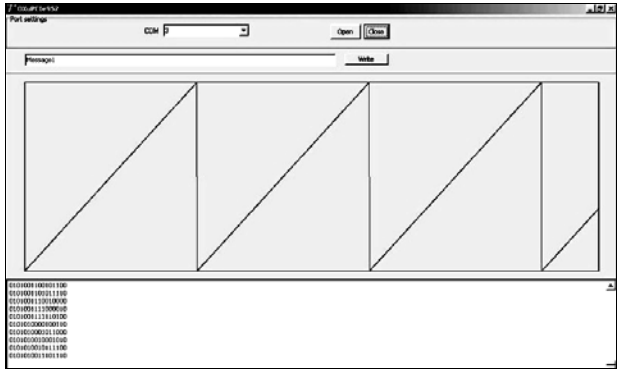


Рис. 3. Интерфейс программного продукта

Разработанный программный продукт представляет собой модуль, в котором описаны все основные функции для работы с платой сопряжения на базе микросхемы OXuPCI952. В дальнейшем планируется разработать на базе данного модуля драйвер для среды LabView.

Выполнено в рамках проекта ГПО РЭТЭМ-1203 «Разработка управляемых устройств СВЧ-диапазона на платформе PXI».

ЛИТЕРАТУРА

1. Хисамиев И.О. Макет платы сопряжения на базе интерфейса PXI / И.О. Хисамиев, А.Г. Лощилов // Матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученных «Научная сессия ТУСУР–2011». Томск, 2011. С. 183–185.

2. Павлов И. Delphi: Работа с COM-портом [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.ru-coding.com/pas_18.php (28.02.2013).

ВЛИЯНИЕ НЕСТАБИЛЬНОСТИ АМПЛИТУДЫ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ГЕНЕРАТОРА ТЕСТОВЫХ ИМПУЛЬСОВ ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ИЗМЕРЕНИЙ МЕТОДОМ НЕЛИНЕЙНОЙ РЕФЛЕКТОМЕТРИИ

С.А. Артищев, аспирант каф. РЗИ, м.н.с. СКБ «Смена»

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

г. Томск, ТУСУР, 824tusur@mail.ru

Ранее были проведены экспериментальные исследования по изучению возможности диагностики электрических контактов методом нелинейной рефлектометрии с учетом термоэлектрических эффектов.

Были получены характеристики нелинейности качественного и некачественного электрических контактов, обусловленные их реакцией на тестовое воздействие [1].

Некачественные электрические контакты представляют собой неоднородность с малой нелинейностью. Для получения их характеристик нелинейности требуется измерение малого напряжения (единицы и доли милливольт). В связи с этим необходимо использовать измерительные средства с высокой чувствительностью. Также следует учитывать, что при установке параметров тестового воздействия точность выставляемых значений может иметь отклонение такого же порядка, что и измеряемые величины. Данное обстоятельство имеет большое значение при использовании метода нелинейной рефлектометрии.

Одним из условий данного метода является идентичность амплитудных спектров тестовых импульсов. Отличие спектров вносит дополнительную погрешность в результат измерений. Такое отличие определяется нестабильностью амплитуды выходного сигнала генератора тестовых импульсов. Причинами ее появления могут быть как исполнение выходного тракта канала (элементная база), так и нестабильность работы генератора в целом (например, может сказываться влияние внешних факторов – влажности, температуры, вибрации и т.д.). Чтобы определить погрешность измерений, необходимо оценить влияние нестабильности амплитуды выходного сигнала генератора на результат измерения характеристики нелинейности.

В данной работе предполагается определить нестабильность амплитуды выходного сигнала генератора тестовых импульсов, использовавшегося в работе [1], для измерения характеристик нелинейности электрических контактов методом нелинейной рефлектометрии с учетом термоэлектрических эффектов.

Предложенный способ оценки качества контактных соединений предполагает кратковременный (импульсный) нагрев контакта. Затем по разнице откликов контакта в различных состояниях определяется характеристика нелинейности $\varepsilon(t)$:

$$\varepsilon(t) = u_1(t) - u_2(t), \qquad (1)$$

где $u_1(t)$ и $u_2(t)$ – отклики (падение напряжения) на тестовые сигналы холодного и нагретого контакта соответственно. Однако в данном случае не учитывается длительность нагрева, предназначенного для введения контакта в нелинейный режим. Существует вероятность изменения условий эксплуатации генератора импульсов между двумя тестовыми воздействиями. Это может привести к появлению погрешности измерения.

Для проверки данного предположения было проведено сравнение тестовых импульсов в заведомо разных условиях эксплуатации генера-

тора. Как известно, любое электронное оборудование необходимо прогреть определенное время для выхода его в рабочий режим. Данное условие послужило основой проведенного экспериментального исследования, результат которого представлен на рис. 1.

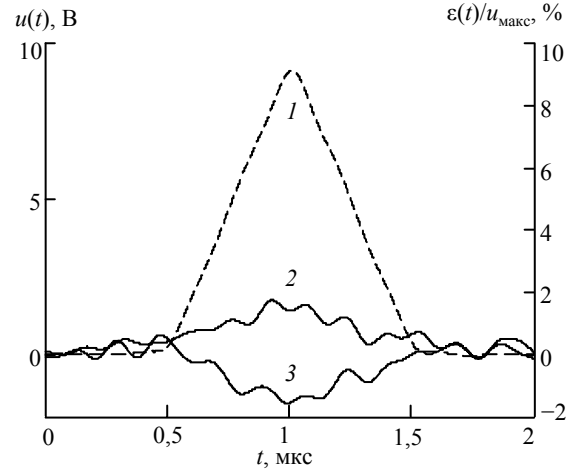


Рис. 1. Тестовый видеоимпульс $u(t)$ (кривая *1*) и разность сигналов $\varepsilon(t)$ в момент включения и после 20 мин (кривая *2*) и 30 мин (кривая *3*) работы генератора

В первом случае сигнал с генератора регистрировался сразу же после включения. Затем выдерживалось некоторое время для прогрева генератора. Второй сигнал регистрировался через 20 и 30 мин после включения. Далее по формуле (1) определялась разница между зарегистрированными сигналами (кривые *2* и *3*). С генератора подавался видеоимпульс со следующими параметрами: амплитуда 10 В (без нагрузки), длительность фронтов 500 нс, период следования 20 мкс (кривая *1*). Для устранения влияния нестабильности работы регистрирующего устройства оно было включено заранее и предварительно прогрето. Для проведения эксперимента были использованы цифровой генератор импульсов произвольной формы Tektronix AFG3021 (внутреннее сопротивление 50 Ом), цифровой осциллограф LeCroy WaveSurfer 454.

В представленном эксперименте преднамеренно использованы условия, в которых возможно максимальное несоответствие тестовых воздействий. Это позволяет определить наибольшую погрешность измерений, проводимых с помощью данного генератора. Из графика видно, что отклонение амплитуды выходного сигнала составляет около 2% (175 мВ). Данная погрешность является весьма существенной, когда речь идет о контроле электрических контактов. О применении для этих целей метода нелинейной рефлектометрии можно говорить, если будет обеспечена возможность на фоне волновой линейной неоднородности 0,1...1 Ом обнаруживать изменение сопротивления в

5...10 мОм. То есть требуемый уровень нелинейности должен быть 0,5...10%. Текущий уровень погрешности не позволяет этого обеспечить.

Представляет интерес уменьшение влияния нестабильности работы генератора на результат измерения. На следующем этапе работы предполагается модифицировать метод расчета характеристики нелинейности. Для этого необходимо предусмотреть регистрацию не только откликов объекта, но и тестового сигнала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Семенов Э.В. Диагностика качества электрических контактов методом нелинейной рефлектометрии с учетом термоэффектов / Э.В. Семенов, С.А. Артищев, А.А. Городилов, С.Б. Сунцов // Матер. докл. 22-й Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо'2012), Севастополь, 10–14 сент. 2012 г.: в 2 т. Севастополь: Вебер, 2012. Т. 1. С. 915–916.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ С УЧЕТОМ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЭФФЕКТОВ

С.А. Артищев, аспирант каф. РЗИ, м.н.с. СКБ «Смена»
Научный руководитель Э.В. Семенов, доцент каф. РЗИ, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, 824tusur@mail.ru

Ранее в работе [1] были рассмотрены вопросы измерения параметров электрических контактов. В частности, были предложены способы оценки качества электрических контактов по измеренной характеристике нелинейности. Данный способ заключается в сравнении реакций объекта исследования на различные тестовые воздействия. Некачественные электрические контакты с малой поверхностью стягивания обладают сопротивлением, превышающим значение сопротивления качественного контакта. Следовательно, при прохождении одного и того же тока нагревание некачественного контакта происходит больше.

Для проверки этого была разработана экспериментальная установка, позволяющая регистрировать отклики объекта в холодном и нагретом состояниях. На рис. 1 представлена структурная схема разработанной экспериментальной установки. Принцип работы установки заключается в следующем. На объект исследования подается тестовый импульсный сигнал с генератора. Осциллографом регистрируется падение напряжения на объекте в холодном состоянии. Затем к тестовому импульсу с помощью источника тока добавляется постоянная составляющая, предназначенная для нагрева объекта. После установле-

ния теплового равновесия регистрируется падение напряжения на нагретом объекте.

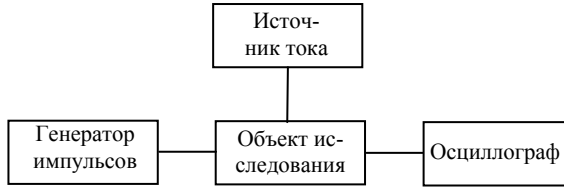


Рис. 1. Схема электрическая структурная установки для измерения характеристик нелинейности электрических контактов

Для проведения экспериментальных исследований были использованы цифровой генератор произвольной формы Tektronix AFG 3101, цифровой осциллограф LeCroy WaveSurfer 454, источник напряжения GW Instek PSP-405, представленные на рис. 2.

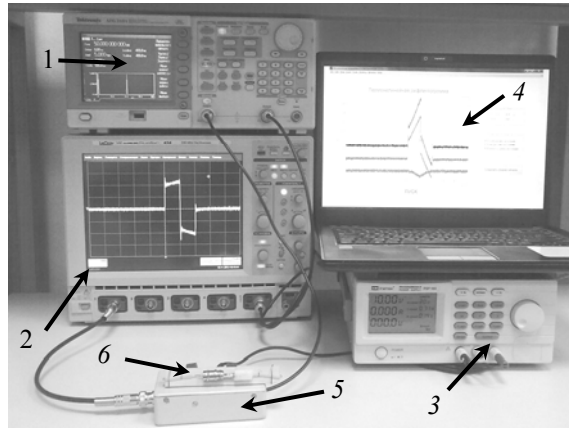


Рис. 2. Экспериментальная установка для измерения характеристики нелинейности электрических контактов, нагреваемых током: *1* – генератор тестовых сигналов; *2* – осциллограф; *3* – источник тока; *4* – управляющий компьютер; *5* – устройство коммутации; *6* – исследуемый образец

С помощью пакета MATLAB R2009b было создано программное обеспечение, которое позволило управлять процессом проведения эксперимента, производить управление режимами работы приборов, принимать данные с них и осуществлять обработку с последующим выводом и сохранением полученных результатов. На рис. 3 представлен интерфейс разработанного программного обеспечения.

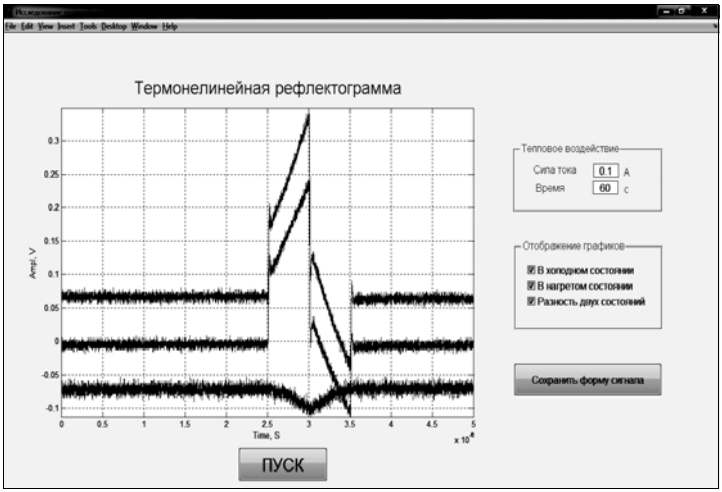


Рис. 3. Окно программы с отображением результатов эксперимента

Использование разработанной экспериментальной установки позволило провести исследование зависимости характеристики нелинейности электрических контактов от их сопротивления. Были определены значения силы тока и длительности нагрева, при которых изменение параметров контактов может быть зарегистрировано используемыми приборами. По измеренным характеристикам нелинейности была разработана нелинейная модель электрического контакта, учитывающая изменение сопротивления в зависимости от проходящего через него тока.

На следующем этапе работы предполагается разработать экспериментальные установки для обнаружения некачественных электрических контактов в кабельной линии передачи, а также для определения дефектов печатных проводников.

ЛИТЕРАТУРА

1. Семенов Э.В. Диагностика качества электрических контактов методом нелинейной рефлектометрии с учетом термоэффектов / Э.В. Семенов, С.А. Артищев, А.А. Городилов, С.Б. Сунцов // Матер. докл. 22-й Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии» (КрыМиКо’2012), Севастополь, 10–14 сент. 2012 г.: в 2 т. Севастополь: Вебер, 2012. Т. 1. С. 915–916.

ИНДУКТИВНО-РЕЗИСТИВНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ КОД–НАПРЯЖЕНИЕ

Д.С. Чебуренко
Научный руководитель В.Л. Ким, проф., доцент
г. Томск, НИ ТПУ, denleader@mail.ru

В вычислительной технике, системах управления и измерительной технике широко используются преобразователи код–напряжение переменного напряжения. Такие преобразователи осуществляют линейное преобразование цифрового кода в ряд дискретных уровней выходного напряжения той же частоты, что и входное (опорное) напряжение.

В частотном диапазоне до нескольких десятков килогерц в качестве преобразователей код–напряжение наиболее приемлемыми являются резистивные преобразователи код–напряжение (РПКН) и индуктивные преобразователи код–напряжение (ИПКН). В качестве РПКН в основном применяются интегральные умножающие ЦАП с выходом по напряжению. Но эти устройства отличаются низким допустимым уровнем входного напряжения и малой разрядностью (до 16 бит). Достоинством ИПКН является высокая разрядность (до 30 бит или 7 декад) при входных напряжениях до 300 В [1]. К недостаткам ИПКН следует отнести большие массогабаритные показатели и низкое быстродействие. Одним из путей разрешения указанных противоречий является функциональное объединение РПКН и ИПКН [1]. На рис. 1 приведена функциональная схема индуктивно-резистивного преобразователя код–напряжение (ИРПКН). По такой схеме строятся многие зарубежные преобразователи, используемые в мостовых измерениях [2]. ИРПКН представляет собой 18-разрядный двоичный преобразователь, содержащий шестиразрядный ИПКН и 12-разрядный умножающий ЦАП. ИПКН выполнен в виде двухобмоточного автотрансформатора *TV*1. Первая *L*1 и вторая *L*2 делительные обмотки представляют собой восьмисекционные рабочие обмотки, отводы которых коммутируются контактами электромагнитных реле, входящими в блоки реле 1, 2. Последние, как правило, управляются от микроконтроллеров, связанных с ЭВМ верхнего уровня по интерфейсу *USB* (на рис. 1 не показаны). Как видно из рис. 1, ИПКН реализует старшие шесть бит устройства. Младшее 12-битовое преобразование обеспечивается дополнительным каналом, состоящим из обмотки *L*3 и умножающего ЦАП *DA*1. Выходное напряжение последнего суммируется с напряжением ИПКН посредством сумматора, выполненного на двухобмоточном трансформаторе *TV*2 с коэффициентом трансформации 1:8.

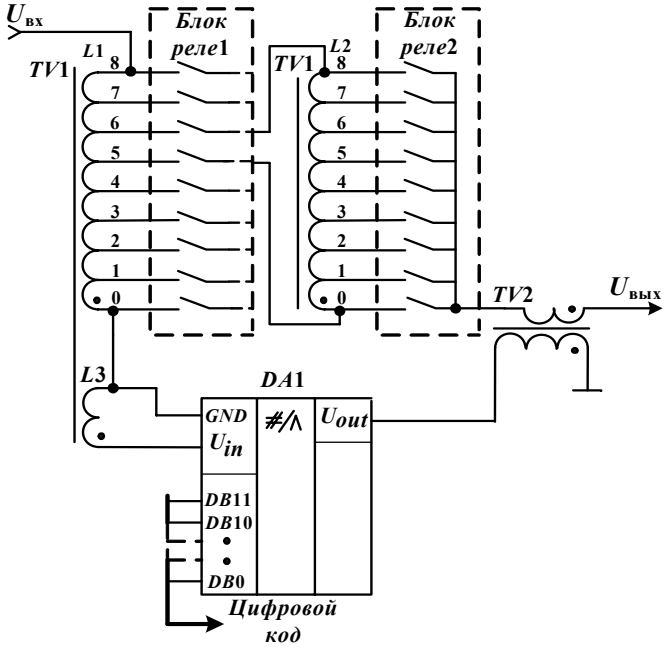


Рис. 1. Функциональная схема ИРПКН

Выходное напряжение устройства снимается с высокопотенциального отвода вторичной обмотки сумматора и для него можно записать следующее выражение:

$$U_{\text{вых}} = K_{\text{п}} U_{\text{вх}} + U_{\text{вых0}}, \qquad (1)$$

где $K_{\text{п}}$ – общий коэффициент передачи устройства; $U_{\text{вых0}}$ – аддитивная погрешность.

Аддитивная погрешность обусловлена в большей степени напряжением прямого прохождения на выходе ИПКН, т.е. падением напряжения на контактах реле и соединительных проводах.

Проведем анализ мультипликативной погрешности устройства.

Для коэффициента передачи устройства запишем

$$K_{\text{п}} = K_1 + K_2 K_3 K_4,$$

где K_1 – коэффициент передачи ИПКН; K_2 – коэффициент трансформации отдельной обмотки $L3$; K_3 – коэффициент передачи цифроаналогового преобразователя; K_4 – коэффициент передачи сумматора.

Отсюда определим относительную погрешность

$$\delta K_{\text{п}} = \frac{K_{\text{н1}}\delta_1 + K_{\text{н2}} K_{\text{н3}} K_{\text{н4}} (\delta_2 + \delta_3 + \delta_4)}{K_{\text{н1}} + K_{\text{н2}} K_{\text{н3}} K_{\text{н4}}}, \qquad (2)$$

где $K_{н1}$, δ_1 – номинальный коэффициент передачи и относительная погрешность коэффициента передачи ИПКН; $K_{н2}$, δ_2 – номинальный коэффициент трансформации и относительная погрешность коэффициента трансформации отдельной обмотки $L3$; $K_{н3}$, δ_3 – номинальный коэффициент передачи и относительная погрешность коэффициента передачи цифроаналогового преобразователя; $K_{н4}$, δ_4 – номинальный коэффициент передачи и относительная погрешность коэффициента передачи сумматора.

С учетом $K_{н2} = K_{н4} = 1/8 = 0{,}125$ формула (2) преобразуется к виду $\delta K_п = \delta_1$. Таким образом, при больших значениях коэффициента передачи, т.е. $K_{н1} \neq 0$, погрешность устройства определяется в основном погрешностями ИПКН. Это подтверждается результатами экспериментальных исследований, приведенными в работе [2].

В случае установки коэффициента передачи ИПКН, равного нулю, т.е. $K_{н1} = 0$, получим выражение погрешности при малых коэффициентах передачи в виде $\delta K_п = \delta_2 + \delta_3 + \delta_4$. Таким образом, погрешности звеньев дополнительного канала суммируются, но наиболее значимой является составляющая, обусловленная ЦАП. Как известно, максимального значения эта погрешность достигает при минимальном значении коэффициента передачи и может быть равной 100%. Поэтому для уменьшения этой погрешности при больших ослаблениях необходимо тщательно выбирать ЦАП, например, 16-разрядный вместо 12-разрядного [3]. При малых значениях коэффициента передачи, несмотря на принятые меры по уменьшению мультипликативной погрешности, погрешность ИРПКН может быть значительной. Обусловлено это ростом влияния аддитивной погрешности $U_{вых0}$ – второе слагаемое в формуле (1). В общем случае другими составляющими этого напряжения являются шумы, внешние и внутренние наводки. Очевидно, что аддитивную погрешность, зависящую от конструкции, экранирования и других факторов, трудно рассчитать как аналитическими, так и машинными методами. Поэтому наиболее приемлем экспериментальный метод определения аддитивной погрешности. Так как эти данные отсутствуют в [2], то оценить погрешность устройства при малых коэффициентах передачи затруднительно. Другой проблемой, указанной в работе [2], но не решенной в ней, является частотная погрешность. Эти вопросы будут рассмотрены в следующих публикациях.

Выводы. Несмотря на указанные выше недостатки, рассмотренный принцип построения ИРПКН и его модификации весьма перспективен, так как позволяет строить высокоточные линейные преобразователи код–напряжение с приемлемыми массогабаритными показателями и быстродействием. Улучшить метрологические характеристики

ИРПКН можно следующими путями: использование известных и поиск новых способов снижения аддитивной погрешности, многоканального принципа построения ИРПКН для расширения частотного диапазона [1]. Эти вопросы будут рассмотрены в следующих публикациях.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ким В.Л. Индуктивные делители напряжения. Основы, концепции, методы, применение. Saarbrucken: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH&Co. KG, 2012. 258 с.

2. Chang P., Liang C.-P. Automatic Bridge for Inductive Voltage Dividers // IEEE Trans. on Instrum. and Meas. 1995. Vol. 44, №2. P. 418–421.

3. Melcher J. Programmable Precision IVD for the Audio Frequency Range // IEEE Trans. on Instrum. and Meas. 1993. Vol. 42, № 2. P. 627–629.

МОДУЛЬНОЕ ТЕСТИРОВАНИЕ БИБЛИОТЕКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ОПЦИЙ ДЛЯ СИГНАЛА СТАНДАРТА СВЯЗИ LTE

И.И. Добрынин, С.А. Мосин, студенты каф. СРС

Научный руководитель К.В. Волков, аспирант каф. СРС

г. Томск, ТУСУР, hola.92@mail.ru, semyonmosin@gmail.com

Каждая сложная программная система состоит из отдельных частей – модулей, выполняющих ту или иную функцию в составе системы. Для того чтобы удостовериться в корректной работе всей системы, необходимо вначале протестировать каждый модуль системы по отдельности. В случае возникновения проблем при тестировании системы в целом это позволяет проще выявить модули, вызвавшие проблему, и устранить соответствующие дефекты в них. Модульное тестирование (или unit testing) – это тестирование программы на уровне отдельно взятых модулей, функций или классов. Цель модульного тестирования состоит в выявлении локализованных в модуле ошибок в реализации алгоритмов, а также в определении степени готовности системы к переходу на следующий уровень разработки и тестирования [1].

На уровне модульного тестирования проще всего обнаружить дефекты, связанные с алгоритмическими ошибками и ошибками кодирования алгоритмов, типа работы с условиями и счетчиками циклов, а также с использованием локальных переменных и ресурсов [2].

Цель работы. Целью данной работы является проведение модульного тестирования входных данных библиотеки измерительных опций micVSA.

Теоретическая часть. Модульное тестирование обычно подразумевает создание вокруг каждого модуля определенной среды, вклю-

чающей заглушки для всех интерфейсов тестируемого модуля. Некоторые из них могут использоваться для подачи входных значений, другие – для анализа результатов, присутствие третьих может быть продиктовано требованиями, накладываемыми компилятором и сборщиком.

Глобально модульные тесты можно условно поделить на две группы: тесты состояния (State based) и тесты взаимодействия (Interaction tests) [2]:

− Тесты состояния – тесты, проверяющие то, что вызываемый метод объекта отработал корректно, проверяя состояние тестируемого объекта после вызова метода:

− Тесты взаимодействия – это тесты, в которых тестируемый объект производит манипуляции с другими объектами. Применяются, когда требуется удостовериться, что тестируемый объект корректно взаимодействует с другими объектами. В тестах взаимодействия тестируется конкретный, определенный объект и то, как именно он взаимодействует с внешними зависимостями.

Внешняя зависимость – это объект, с которым взаимодействует код и над которым нет прямого контроля. Для ликвидации внешних зависимостей в модульных тестах используются тестовые объекты. Существует 5 видов тестовых объектов [2]:

− Dummy object. Обычно передается в тестируемый класс в качестве параметра, но не имеет поведения, с ним ничего не происходит, никакие методы не вызываются.

− Test stub (заглушка). Используется для получения данных из внешней зависимости, подменяя её. При этом игнорирует все данные, поступающие из тестируемого объекта в stub.

− Test spy (тестовый шпион). Основной функцией является запись данных и вызовов, поступающих из тестируемого объекта для последующей проверки корректности вызова зависимого объекта.

− Mock object (мок-объект) очень похож на тестовый шпион, однако не записывает последовательность вызовов с переданными параметрами для последующей проверки, а может сам выкидывать исключения при некорректно переданных данных.

− Fake object (фальшивый объект) используется в основном чтобы запускать (не запускаемые) тесты (быстрее) и для ускорения их работы, служит заменой тяжеловесного внешнего зависимого объекта его легковесной реализацией.

Практическая часть. Модульное тестирование функций библиотеки vsalib.dll проводилось в среде программирования QT – кроссплатформенном инструментарии разработки ПО на языке программирования C++. Л

Разберем общий алгоритм работы теста входных параметров. В тестирующей функции исходного файла (расширение.*cpp*) создается переменная *testParams*, которой отводится память под структуру массива входных данных. В каждую ячейку памяти записывается числовое значение входных данных. Затем в этой же функции создается переменная *status*, которая принимает значение, возвращаемое методом *setParams*(*&testParams*) – 0 или 1. Данный метод определен в заголовочном файле (расширение.*h*). В качестве входных данных этому методу приходит структура массива входных данных, записанная в переменной *testParams*. Эта структура копируется в созданную ранее переменную *structure.* Далее производится собственно тестирование введенных данных на корректность. В том случае, если хотя бы одна переменная принимает неправильное значение, метод *setParams* принимает значение 0. Если же все входные параметры принимают корректные значения, метод *setParams* принимает значение 1. В тестирующей функции исходного файла происходит сравнение значения переменной *status* с 1. Если *status*=1, то тест считается пройденным успешно. Если же *status*=0, то тест завершается с ошибкой.

Далее в переменную *returnedParams,* созданную в исходном файле, с помощью метода *getParam*() возвращается структура входных данных, записанная в переменной *structure*. С помощью стандартного метода библиотеки QT *QCOMPARE* происходит сравнение значений, задаваемых вручную в переменную *testParams*, и значений, хранившихся в переменной *returnedParams*, для исключения ошибок. На этом выполнение тестового метода завершается.

Заключение. В результате проведенной работы было реализовано модульное тестирование входных параметров библиотеки измерительных опций micVSA. Тестирование показало корректность заданных параметров, что обусловливает правильное их взаимодействие с методами и классами данной библиотеки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Интернет-университет информационных технологий [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.intuit.ru/department/se/testing/, свободный.

2. Unit-тесты [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://habrahabr.ru/post/116372/, свободный.

ВХОДНОЙ СВЧ-БЛОК РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ

И.В. Ильченко, студент
Научный руководитель А.В. Убайчин, аспирант, м.н.с. СКБ «Смена»
г. Томск, ТУСУР, каф. ТОР, knaz.91@mail.ru
Проект ГПО ТОР-1101 – «Радиометрическая система для исследования объектов в ближней зоне»

При проектировании радиометрической системы, работающей по методу нулевого метода измерения, ключевым моментом является разработка входного СВЧ-блока. Актуальной задачей при разработке входного блока радиометрической системы является проектирование устройства, обеспечивающего глубокую температурную стабильность узлов приемного тракта-термостата. Во входном блоке для обеспечения возможности проведения измерений нулевым методом реализуется алгоритм комбинированной широтно-импульсной модуляции [1].

В качестве опорных источников шума используются выходная мощность стабильного генератора шума, подключаемая в определенный период модуляции, а так же мощность согласованной нагрузки, которая является дополнительным опорным источником. На частотах, при которых согласованная нагрузка является моделью абсолютно черного тела, по закону Планка, для обеспечения постоянной мощности излучения необходимо поддерживать постоянное значение температуры нагрузки. Эта задача решается обеспечением надежной температурной стабильности в блоках [2].

Для стабильной установки необходимого уровня мощности шума опорного канала ключевым моментом является обеспечение постоянной температуры устройства и поддержания ее неизменного значения, с учетом возможных температурных условий эксплуатации радиометрической системы. Разработано устройство, имеющее высокую разрешающую способность и обеспечивающее чувствительность в пределах ±0,05 °С. Достигнутая точность обеспечивается системой непрерывного слежения за изменениями температуры внутри корпуса приемного СВЧ-тракта. По сравнению с цифровыми методами реализации данной задачи этот метод имеет преимущество, заключающееся в отсутствии скачкообразного изменения уровня напряжения при подстройке калибратора. При использовании системы, основанной на изменении сопротивления терморезистора при изменении температуры (рис. 1), обеспечиваются слежение и регулировка температуры в режиме реального времени. Используя мостовую схему измерений Уинстона (рис. 2) в совокупности с терморезистором и основываясь на принципах работы дифференциального усилителя, решена задача термостатирования устройства [3].

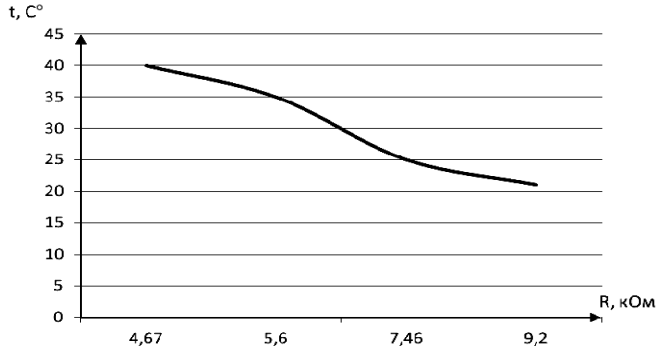


Рис. 1. Зависимость сопротивления терморезистора от температуры

В данной системе используется терморезистор с отрицательным температурным коэффициентом сопротивления (ТКС<0). Для устранения неточностей измерения при использовании мостовой схемы требуется обеспечить стабильный уровень напряжения на плечах моста. Для уменьшения уровня флуктуаций входного напряжения в качестве источника питания моста используется стабилизатор напряжения REF192.

В системе автоматизированного проектирования была создана модель калибратора и проверена работоспособность устройства. Были рассчитаны номиналы элементов и собран макетный вариант системы калибровки. Система показала полную работоспособность и прошла серию лабораторных испытаний при разных условиях эксплуатации. При изменении температуры внутри модуля наблюдалась реакция системы и регистрировалась точность ее настройки.

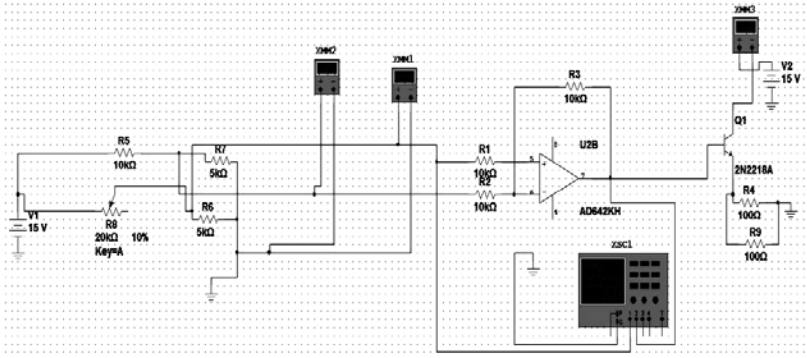


Рис. 2. Модель регулятора

Основные дестабилизирующие факторы, такие как дрейф коэффициента передачи измерительного тракта и изменение собственной

шумовой температуры приемного тракта, можно уменьшить, если в схеме радиометра применить принцип измерения нулевым методом [4].

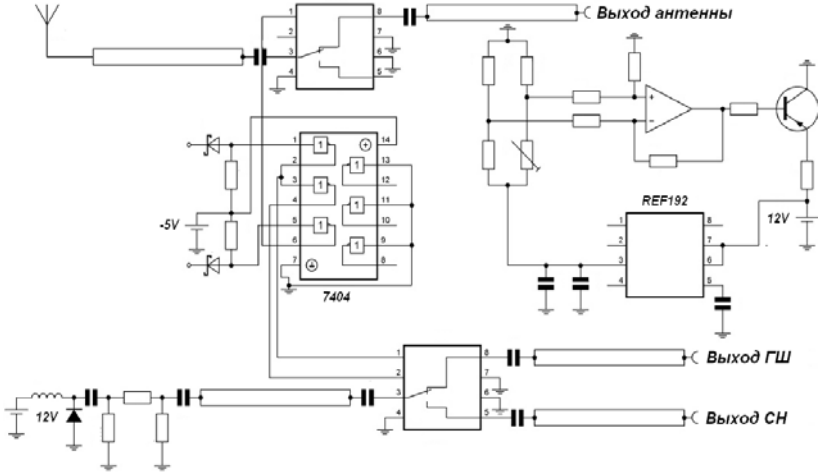


Рис. 3. Принципиальная схема входного блока

Для реализации этого метода двумя управляемыми модуляторами неотражающего типа выполняется подшумливание сигнала антенны в определенные моменты времени. Для управления модуляторами была реализована логическая система согласования сигналов с управляющим микроконтроллером (рис. 3). Система согласования уровней преобразует логические сигналы TTL в управляющие напряжение –5В для сверхвысокочастотного модулятора.

При разработке печатной платы требовалось учесть такие параметры, как согласование волноведущих трактов, электромагнитная совместимость цифровой и аналоговой частей блока, а также массогабаритные параметры модуля.

Заключение. В результате работы разработана система, в которой реализована возможность производить измерения собственного излучения объектов нулевым методом. Входной блок оборудован системой терморегуляции, обеспечивающей высокоточные параметры опорных шумовых сигналов. В настоящее время ведется активная работа по исследованиям параметров устройства. Модуль обеспечивает ряд приемуществ радиометрической системы, таких как:

- уменьшение основных дестабилизирующих факторов измерительного тракта;
- достижение высокой точности проводимых измерений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Филатов А.В. Нулевой микроволновый радиометр с дополнительной широтно-импульсной модуляцией опорного сигнала после детектора // Радиотехника и электроника. 2005. Т.50, №4.

2. Ильченко И.В. Квадратичный детектор для блока низкочастотной обработки сигналов с цифровым управлением подшумливанием // НС-ТУСУР–2011. 2011. С. 175.

3. Калашников С.Г. Электричество. М., 1977.

4. Филатов А.В., Каратаева Н.А., Дмитриев В.Д. Микроволновый нулевой радиометр с комбинированной импульсной модуляцией // Измерительная техника. 2007. № 3. С. 65–69.

ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА ПРОДУКТОВ МЕХАНОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

С.П. Караульных, инженер, А.А. Бомбизов, м.н.с.,
А.Ф. Пустовойт, доц. каф. РЭТЭМ, к.т.н.
Научный руководитель А.Г. Лощилов, к.т.н, с.н.с. СКБ «Смена»
г. Томск, ТУСУР, СКБ «Смена», KS0289@sibmail.com

В Томском политехническом университете существует проблемная научно-техническая лаборатория электроники диэлектриков и полупроводников (ПНИЛ ЭДиП), научным направлением деятельности которой является исследование явления механоэлектрических преобразований в твердых телах с дефектной структурой и разработка на его основе неразрушающих методов контроля прочности и прогноза геодинамических явлений.

На основе исследований [1] совместно сотрудниками ПНИЛ ЭДиП и СКБ «Смена» ведутся работы по созданию программно-аппаратного комплекса для диагностики прочности железобетонных и других строительных конструкций, изготовленных на основе диэлектрических структур. Принцип действия комплекса заключается в механическом возбуждении объекта диагностики сигналом заданной формы и регистрации электромагнитного отклика. По спектральным отклонениям в полученном сигнале можно получить признаки, позволяющие оценить степень дефектности структуры.

На рис. 1 приведена схема электрическая структурная разрабатываемого комплекса.

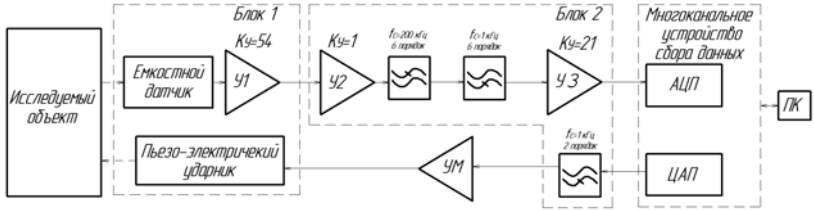


Рис. 1. Схема электрическая структурная аппаратно-программного комплекса для диагностики твердых материалов

Выбор зондирующего сигнала производится на персональном компьютере (ПК). Затем цифровая форма сигнала и характер воздействия передаются на цифроаналоговый преобразователь (ЦАП) NI-USB 6356. Шумы квантования устраняются активным фильтром нижних частот второго порядка с частотой среза 200 кГц. Далее через внешний усилитель мощности УМ с коэффициентом усиления 1000 сигнал поступает на пьезоэлектрический ударник [2].

Во время работы с комплексом ударник прижимается рабочей плоскостью к поверхности исследуемого объекта. Для обеспечения лучшего механического контакта рабочая плоскость смазывается маслом.

Блок регистрации электромагнитного сигнала состоит из шести каналов. Для упрощения на структурной схеме (см. рис. 1) изображен только один канал регистрации, обработки и оцифровки сигнала.

Продукт механоэлектрического преобразования в объекте исследования регистрируется емкостным датчиком, размещенным в блоке 1. Далее сигнал поступает на двухкаскадный (У1 – У2) инструментальный усилитель, выполненный на трех операционных усилителях (ОУ). Первый каскад У1 выполнен на малошумящем JFET ОУ AD8512, обладающем малым током смещения (<25 пА). Для уменьшения влияния линий передачи на исходный сигнал У1 размещен в непосредственной близости от датчика. С его выхода сигнал передается по витой паре (от 2 до 5 м) в блок 2 во второй каскад У2, размещенный в корпусе ЦАП. Далее сигналы через активные фильтры Баттерворта [3] шестого порядка нижней и верхней частот (частоты среза 1 и 200 кГц) поступают на оконечный усилитель У3. Повторяемость полосы пропускания и коэффициентов усиления шести каналов регистрации и аналоговой обработки достигнута с точностью ±3%.

Оцифровка сигнала осуществляется аналого-цифровым преобразователем (АЦП) NI-USB6356 с частотой дискретизации 1 МГц.

Конструкция блока *1* (рис. 2) собрана из медных труб, спаянных между собой. Пары обкладок емкостных датчиков поз. *4* расположены диаметрально и симметрично друг другу.

Габаритные размеры блока 1 составляют 670×180×120 мм.

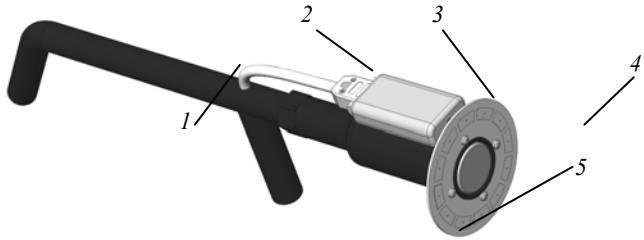


Рис. 2. Узел предварительного усиления и приема сигнала (блок 1): *1* – несущая конструкция; *2* – соединительный кабель; *3* – предварительный усилитель У1; *4* – емкостной датчик; *5* – пьезоэлектрический ударник

Многоканальное устройство сбора данных NI-USB6356 обладает отсеком с размещенными в нем разъемами для подключения источника сигнала и нагрузки. Печатный узел блока 2 спроектирован для размещения в отсеке устройства сбора данных.

Внешний вид разработанного программно-аппаратного комплекса изображен на рис. 3.

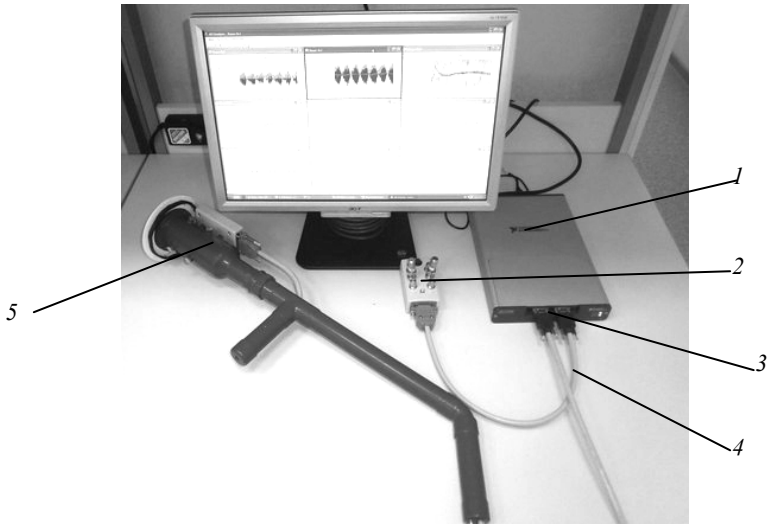


Рис. 3. Конструкция аппаратно-программного комплекса для диагностики качества твердых материалов: *1* – многоканальное устройство сбора данных; *2* – узел управления; *3* – узел частотной фильтрации и усиления (блок 2); *4* – соединительные кабели; *5* – пьезоэлектрический ударник.

Основные технические характеристики комплекса: количество каналов регистрации сигнала *6*; диапазон частот анализа сигналов *1* – 200 кГц; чувствительность канала регистрации 4 мкВ; частота дискретизации АЦП и ЦАП 1 МГц; динамический диапазон не менее 72 дБ.

Программное обеспечение для разработанного комплекса описано в статье [4].

ЛИТЕРАТУРА

1. Исследование взаимосвязи структурных характеристик слоистых композиционных материалов с параметрами электрического отклика на импульсное механическое возбуждение / Т.В. Фурса, А.П. Суржиков, Н.Н. Хорсов и др. Известия Том. политех. ун-та. 2005. Т. 308, № 7. С. 100–103.

2. Королев М.В. Апериодический пьезодатчик для ультразвуковых дефектоскопов // Дефектоскопия. 1973. №4. С. 12–18.

3. Пейтон А.Дж., Волш В. Аналоговая электроника на операционных усилителях. М.: БИНОМ, 1994. 352 с.

4. Макаров И.М. Программное обеспечение системы сбора данных для диагностики качества твердых материалов / И.М. Макаров, А.Г. Лощилов // Наст. сб.

РАЗРАБОТКА ГЕНЕРАТОРА ОПОРНЫХ ИМПУЛЬСОВ С РЕГУЛИРУЕМЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

К.А. Карпов, студент РКФ, техник СКБ «Смена»

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

г. Томск, ТУСУР, ka_karpov@mail.ru

Одним из основных направлений деятельности СКБ «Смена» является разработка средств диагностики и измерений, работающих в режиме сверхширокополосного импульсного воздействия. Ключевым вопросом, возникающим при построении систем, работающих с импульсными сигналами субнаносекундной длительности, является обеспечение стабильности частоты опорных тактовых сигналов и регулировка их параметров в широком диапазоне.

В рамках проводимых работ была поставлена задача – разработать двухканальный генератор прямоугольных импульсов со следующими регулируемыми параметрами: частота следования импульсов, задержка между каналами, скважность.

В таблице приведены основные технические требования к разрабатываемому генератору.

В ходе анализа поставленной задачи было решено использовать в качестве генератора опорной частоты синтезатор прямого цифрового

синтеза (DDS-синтезатор), который генерирует синусоидальный сигнал высокой частоты и имеет возможность регулировки частоты начальной фазы и амплитуды выходного сигнала.

Основные технические требования

Параметр	Значение
Напряжение питания	± 9 В
Количество выходных каналов	2
Количество каналов синхронизации	1
Частота следования импульсов	1 КГц – 30 МГц
Скважность импульсов, %	0,1–50
Амплитуда импульсов	Не менее 3 В

Основные преимущества DDS:

- цифровое управление частотой и фазой выходного сигнала;
- очень высокое разрешение по частоте и фазе;
- экстремально быстрый переход на другую частоту (или фазу), перестройка по частоте без разрыва фазы, без выбросов и других аномалий, связанных со временем установления;
- архитектура, основанная на DDS, ввиду очень малого шага перестройки по частоте исключает необходимость применения точной подстройки опорной частоты, а также обеспечивает возможность параметрической температурной компенсации;
- цифровой интерфейс легко позволяет реализовать микроконтроллерное управление.

Принцип работы DDS-синтезаторов описан в работах [1, 2].

Была разработана структурная схема генератора, представленная на рис. 1.

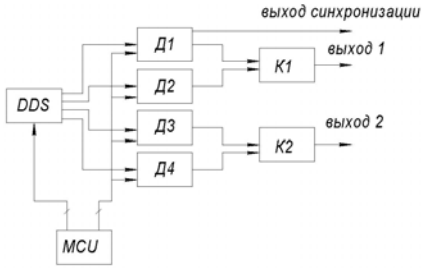


Рис. 1. Структурная схема генератора: DDS – синтезатор прямого цифрового синтеза; Д1– Д4 – делители частоты; К 1, К2 – компараторы; MCU – микроконтроллер

Ядром системы является четырехканальный DDS-синтезатор (DDS), который генерирует синусоидальный сигнал с регулируемой частотой и начальной фазой. Управление режимом работы синтезатора осуществляет микроконтроллер (MCU). С выхода каждого из каналов

синтезатора сигнал поступает на делитель частоты. С выходов делителей частоты сигналы попарно поступают на компараторы (К1 и К2). Регулировка разности фазовых сдвигов между каналами синтезатора позволяет в широком диапазоне регулировать скважность сигналов на выходах компараторов К1 и К2. На рис. 2 приведен внешний вид макета, разработанного на основе предложенной структурной схемы.

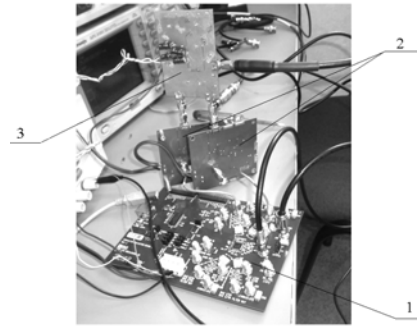


Рис. 2. Макет генератора: *1* – отладочная плата DDS-синтезатора; *2* – макеты делителей частоты; *3* – макет компаратора

В качестве DDS-синтезатора был выбран AD9959 [3]. В макете используется отладочная плата AD9959 evaluation board. В качестве делителей частоты был выбран AD9514. Для формирования импульсов заданной длительности использовался высокоскоростной компаратор ADCMP561 с выходной PECL-логикой.

Были проведены лабораторные исследования макета генератора. С помощью программного обеспечения на DDS-синтезаторе генерировались сигналы с различной частотой и начальной фазой, наблюдался сигнал на выходе компаратора. В ходе тестирования макета были выявлены некоторые недостатки в режимах работы делителя:

1) При подаче на вход делителя сигнала с частотой ниже 2 МГц наблюдались сильные искажения выходного сигнала, вызванные джитттером AD9514.

2) В совокупности с первым ограничением малый диапазон коэффициентов деления AD9514 не позволяет получить на выходе сигнал с частотой ниже чем 625 кГц, что в свою очередь не удовлетворяет требованиям.

3) Архитектура AD9514, имеющая небинарные линии управления (для управления необходимо использовать логические уровни: 0, 1, 2 и 3В), усложняет режим регулировки параметров делителя.

Для устранения этих проблем было принято решение заменить используемый делитель на более совершенный аналог AD9508. Выпущенная менее месяца назад, данная микросхема [5, 6] представляет собой делитель частоты, имеющий четыре выходных канала, коэффи-

циент деления частоты по каждому каналу от 1 до 1024. Аналогичную разрядность имеет режим регулировки фазового сдвига по каждому из каналов. Еще одним преимуществом является возможность управления работой микросхемы AD9508 посредством последовательного интерфейса.

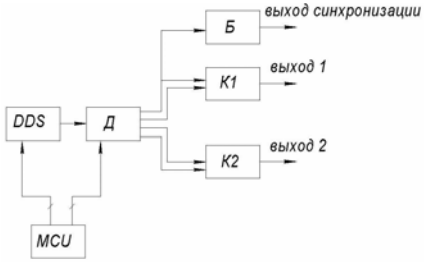


Рис. 3. Структурная схема генератора, вариант 2:
DDS – синтезатор прямого цифрового синтеза;
Д – делители частоты;
К1, К2 – компараторы; Б – буфер;
MCU – микроконтроллер

Была разработана структурная схема второго варианта построения генератора. Замена делителя упростила схему, что позволило использовать одноканальные DDS-синтезаторы в качестве управляемых генераторов опорной частоты. Также можно использовать синтезатор с несколькими каналами для создания устройств с более широкими функциональными возможностями.

ЛИТЕРАТУРА

1. DDS: прямой цифровой синтез частоты [Электронный ресурс] / Сост. Л.И. Редико. URL:http://www.digit-el.com/files/articles/dds.pdf

2. Все о синтезаторах DDS [Электронный ресурс] / Сост. Е. Мерфи, А. Власенко. URL:http://kit-e.ru/articles/powersource/2005_1_28.php

3. 4-Channel, 500 MSPS DDS with 10-Bit DACs [Электронный ресурс]. Техническая документация URL: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9959.pdf

4. Evaluation Board for 4-Channel 500 MSPS DDS with 10-Bit DACs [Электронный ресурс]. Техническая документация URL: http://www.analog.com/static/imported-files/eval_boards/57418637811849AD9959_pcb_0.pdf

5. MULTI-OUTPUT, 1.65-GHZ CLOCK BUFFER AND DIVIDER DELIVERS LOWJITTER TO OPTIMIZE NOISE PERFORMANCE IN ULTRA HIGH-SPEED DATA CONVERTERS [Электронный ресурс]. URL: http://www.analog.com/en/clock-and-timing/clock-generation-and-distribution/ad9508/products/02_13_13_Multi-output_165-GHz_Clock_Buffer/press.html

6. 1.65 GHz Clock Fanout Buffer with Output Dividers and Delay [Электронный ресурс]. Техническая документация URL: http://www.analog.com/static/imported-files/data_sheets/AD9508.pdf

УСТРОЙСТВО ТЕРМОСТАТИРОВАНИЯ РАДИОМЕТРА

М.С. Креккер, студент каф. СВЧиКР

Научный руководитель А.В. Убайчин, аспирант каф. ТОР, м.н.с. СКБ «Смена»

г. Томск, ТУСУР, krek07@list.ru

Проект ГПО ТОР-1101 – «Радиометрическая система для измерения параметров объектов в ближней зоне»

Для обеспечения стабильной работы узлов приемного тракта радиометрической системы требуется разработать модуль, обеспечивающий постоянную температуру внутри входного СВЧ-блока радиометра [1].

Датчик термостатирующего модуля было решено разработать на основе мостовой схемы измерения Уитстона, так как принцип измерения при использовании мостовой схемы основан на взаимной компенсации сопротивлений двух звеньев, одно из которых включает сопротивление-термистор. Аналоговый вариант исполнения термостата обеспечивает непрерывное слежение за изменением температуры объекта [2]. В одно из плеч моста включен терморезистор, имеющий отрицательный температурный коэффициент сопротивления (рис. 1), который при изменении своего сопротивления под воздействием температуры приводит к неравенству сопротивлений плеч. Для управления нагревателем используется дифференциальный усилитель на основе операционного усилителя.

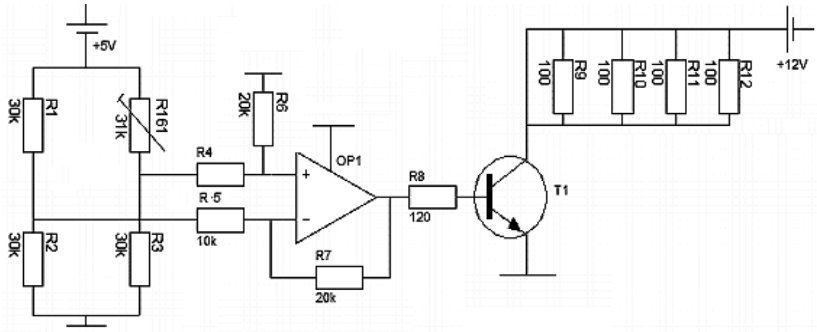


Рис. 1. Принципиальная схема термостата

В данном устройстве для уменьшения неточностей измерения отклонений температуры требуется в качестве источника питания моста использовать стабильный источник опорного напряжения.

Проведена серия экспериментов по определению зависимости сопротивления терморезистора от температуры. При процедуре измерения параметров термистора было выявлено, что терморезистор обладает отрицательным температурным коэффициентом сопротивления. Результаты испытаний представлены на рис. 2.

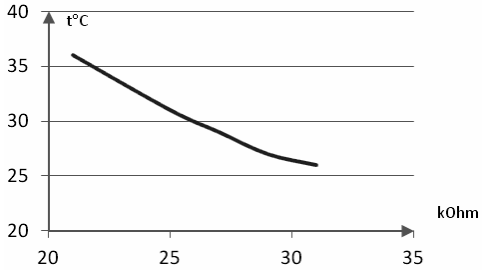


Рис. 2. Зависимости сопротивления от температуры терморезистора КМП-1

Для того чтобы на вход дифференциального усилителя поступило напряжение с равными значениями, нужно верно рассчитать номиналы резисторов моста. При необходимой температуре нагрева около 40°С, было измерено сопротивление терморезистора и для уравнивания сопротивления плеч, остальные резисторы были выбраны одинакового номинала, равного сопротивлению терморезистора.

Управление нагревателем осуществляется транзистором с *n–p–n*-переходом, в качестве нагревательных элементов в коллекторную цепь установлены 4 резистора R_9, R_{10}, R_{11}, R_{12} (см. рис. 1). Открыванием транзистора регулируется ток, протекающий через резисторы, выделяемая мощность увеличивает температуру. Минимальное напряжение на базе, при котором транзистор начинает открываться, равно 0,7 В.

Исходя из схемы датчика видно, что при изменении температуры терморезистора напряжение на одном из плеч моста Уитстона становится отличным от напряжения второго плеча. Разность напряжений на входах операционного усилителя не равна нулю, а это значит, что на выходе дифференциального усилителя напряжение также увеличивается, транзистор начнет открываться. За счет этого происходит регулировка тока, протекающего через транзистор, и соответственно температура нагрева блока радиометрической системы, в зависимости от изменения температуры терморезистора [3]. Для обеспечения, необходимого для открытия транзистора, напряжения и использования широкого диапазона регулирования, требуется установка коэффициента усиления операционного усилителя около 50…1000. Эта задача решается установкой сопротивления обратной связи (R_7) и сопротивления (R_5) на входе операционного усилителя (см. рис. 1). Коэффициент усиления операционного усилителя вычисляется по формуле

$$K = \frac{R_7}{R_5}. \quad (1)$$

Исходя из формулы (1) рассчитаны номиналы резисторов, обеспечивающих режим работы операционного усилителя с коэффициентом усиления, равным 50…1000.

В результате проделанной работы собран термостат. Подстройка температуры нагрева производится успешно. Данное устройство может быть использовано для поддержания постоянной температуры узлов радиометрической системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Филатов А.В. Нулевой микроволновый радиометр с дополнительной широтно-импульсной модуляцией опорного сигнала после детектора // Радиотехника и электроника. 2005. Т. 50, №4.

2. Филатов А.В., Каратаева Н.А., Дмитриев В.Д. Микроволновый нулевой радиометр с комбинированной импульсной модуляцией // Измерительная техника. 2007. №3. 65–69.

3. Титов А.А. Схемотехника сверхширокополосных и полосовых усилителей мощности: учеб. пособие. М., 2007. 197 с.

СПОСОБ РЕГИСТРАЦИИ ОТКЛИКОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ МЕТОДА НЕЛИНЕЙНОЙ РЕФЛЕКТОМЕТРИИ

М.А. Лазько, аспирант каф. РЗИ, м.н.с. СКБ «Смена»

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

г. Томск, ТУСУР, lazko.ma@sibmail.com

Метод нелинейной рефлектометрии [1] впервые был реализован в приборе Р4-И-01 [2]. С помощью него проводились исследования контактных соединений, на основании которых было выявлено, что неоднородности в виде некачественных контактов проявляют нелинейные свойства. Во время исследований так же было отмечено, что величина сопротивления неоднородности, вызывающая нелинейные искажения очень мала [3], в то время как уровень собственных шумов практически сравним с величиной откликов от нелинейных неоднородностей, что значительно затрудняло наблюдение и выявление неоднородностей, проявляющих нелинейные свойства. На основании полученных результатов была поставлена задача, направленная на повышение чувствительности метода нелинейной рефлектометрии.

Ранее с помощью LabVIEW и аппаратной платформы PXI была разработана экспериментальная установка для проведения исследова-

ний. Разработанная экспериментальная установка включает в себя: шасси NI PXI-1042Q с встроенными модулями контроллера NIPXI-8196, выполняющего функцию электронно-вычислительной машины (ЭВМ), аналого-цифрового преобразования (АЦП) NIPXI-5124 и отдельно стоящий прибор – генератор сигналов произвольной формы (ГСПФ) Tektronix 3021. Также используется линия задержки (ЛЗ) для разделения падающей и отраженной волны. Автоматизация экспериментальных исследований выполняется с помощью программного обеспечения Nonlinear Reflectometry Toolkit.

С учетом вышепоставленной задачи и возможностей, предоставленных экспериментальной установкой, был предложен модифицированный способ регистрации откликов для повышения чувствительности метода.

Предложенный способ заключается в двухпроходной схеме оцифровки для уменьшения влияния собственных шумов входного канала осциллографа. На первом проходе регистрируются тестовые сигналы, рассчитывается передаточная функция и сохраняется в память. На втором проходе диапазон измеряемого напряжения перестраивается исходя из максимальной амплитуды отклика объекта для использования максимальной разрядности осциллографа.

Расчет характеристики нелинейности производится по формуле (1), которая оценивает нелинейность преобразования сигналов объектом:

$$\varepsilon(t) = u_1(t) - h(t) * u_2(t), \qquad (1)$$

где $h(t)$ – передаточная функция, линейно связывающая тестовые сигналы; $*$ – символ свертки; $u_1(t)$ и $u_2(t)$ – отклики объекта на тестовые сигналы.

Принимая во внимание шумы входного канала осциллографа и управляемой схемы аттенюаторов, сигнал, приведенный к входу аналого-цифрового преобразователя, описывается следующей формулой:

$$u'_{\text{вх}}(t) = \frac{u_{\text{вх}}(t)}{K} + n(t), \qquad (2)$$

где $n(t)$ – шум, вносимый входным трактом осциллографа; $1/K$ – коэффициент ослабления управляемой схемы аттенюаторов.

С учетом того, что на входе канала осциллографа имеем периодический сигнал с постоянным уровнем шумов, выходной сигнал после преобразования зависит только от режима, в котором работает входной аттенюатор, и значения коэффициента ослабления. После восстановления выходной сигнал имеет вид

$$u_{\text{вых}}(t) = u_{\text{вх}}(t) + n(t) \cdot K\ . \qquad (3)$$

С целью сравнения чувствительности для двух способов регистрации откликов рассчитаем параметр сигнал/шум характеристики нелинейности как отношение амплитуды нелинейного отклика к среднеквадратическому значению шума:

$$SNR_{\varepsilon} = \frac{\max\left[\varepsilon(t)\right]}{\sigma\left[n(t)\right]}, \qquad (4)$$

где $\max\left[\varepsilon(t)\right]$ – амплитуда отклика характеристики нелинейности; $\sigma\left[n(t)\right]$ – среднеквадратическое отклонение шума.

С учетом того, что собственный шум входного канала осциллографа имеет нормальное распределение и постоянен по величине для разных выборок, определим, во сколько раз повысится чувствительность измерения откликов. Для этого вычислим коэффициент шума для двух способов как отношение параметров сигнал/шум. После подстановки формулы (1) в (4) и учитывая (3) упростим выражение и получим

$$F_{\text{отн}} = \frac{SNR_{\varepsilon_2}}{SNR_{\varepsilon_1}} = \frac{\sqrt{2}\cdot\sigma\left[n_1(t)\right]}{\sqrt{2}\cdot\sigma\left[n_2(t)\right]}\cdot\frac{K_1}{K_2}, \qquad (5)$$

где K_1 и K_2 – коэффициенты ослабления для традиционного и модифицированного способов регистрации откликов.

В результате упрощения выражения (3) получили отношение, которое напрямую описывает связь коэффициента ослабления входного канала осциллографа с диапазоном измеряемого напряжения. Улучшение параметра сигнал/шум обеспечивается в качестве оцифровки сигналов в минимальном диапазоне.

С помощью разработанной экспериментальной установки были проведены эксперименты по обнаружению и оценке величины нелинейности для нелинейной нагрузки (нелинейная неоднородность). В качестве нелинейной неоднородности использовался диод Шоттки PMEG2020ej. Результат регистрации откликов от нелинейной нагрузки традиционным способом приведен на рис. 1, *а*.

Измерения проводились с использованием функции усреднения по 128 осциллограммам. На линейной характеристике отклик от нелинейной неоднородности явно выражен, его амплитуда составляет 110 мВ. На нелинейной характеристике в окрестности линейного отклика также имеется экстремум, который представляет собой отклик амплитудой 25 мВ на фоне шумов, среднеквадратическое отклонение которых составляет 5 мВ. По характеристике нелинейности однозначно локализовать нелинейную неоднородность без линейного отклика сложно.

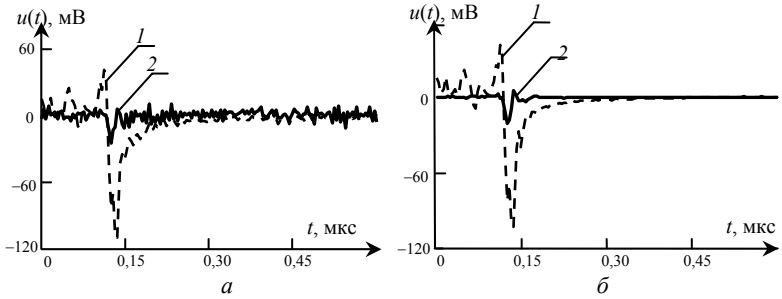


Рис. 1. Характеристики нелинейной нагрузки, измеренные традиционным способом (*а*) и модифицированным способом (*б*) :
1 – линейная характеристика; *2* – нелинейная характеристика

Эксперимент для нелинейной нагрузки был проведен повторно, только с применением модифицированного способа регистрации откликов. Результаты измерения приведены на рис. 1, *б*. Как видно из графика, амплитуда отклика на нелинейной характеристике уточнилась и составляет 20 мВ, а шумы снизились до уровня 0,3 мВ.

В результате проведения экспериментальных исследований были получены следующие значения параметра сигнал/шум. Для традиционного способа регистрации откликов параметр сигнал/шум составил 18 дБ, а для модифицированного способа –36 дБ. Тогда, рассчитав коэффициент шума по формуле (5), можем сделать вывод, что чувствительность метода повысилась на 18 дБ.

Предложенный подход способствует обнаружению малых неоднородностей в виде некачественных контактов, проявляющих нелинейные свойства. Модифицированный способ позволяет регистрировать и локализовать отклики на порядок меньше, чем традиционный способ.

На основе результатов экспериментов регистрации откликов модифицированным способом сделаны следующие выводы:

1) с уменьшением диапазона измеряемого напряжения точность измерения откликов и отношение сигнал/шум возрастает;

2) для исследования нелинейных неоднородностей в виде контактных соединений способ позволяет обеспечить измерение нелинейных откликов на уровне единиц милливольт.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пат. 2263929 Российская Федерация, МПК[7] 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. Векторный импульсный измеритель характеристик цепей и проводных систем / А.А. Бомбизов, А.А. Ладур, А.Г. Лощилов и др. // Приборы. 2007. № 9. С. 28–31.

3. Разработка программных и аппаратных средств диагностики качества электрических цепей по признаку нелинейности преобразования сверхширокополосных импульсных сигналов: Отчет о НИОКР / НПФ «Сибтроника». Томск, 2013. 25 с. Исполн.: Артищев С.А., Лазько М.А. № ГР 01201271033. Инв. №12/5.

ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СИСТЕМЫ СБОРА ДАННЫХ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ КАЧЕСТВА ТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ

И.М. Макаров, студент, техник СКБ «Смена»

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

г. Томск, ТУСУР, ФВС, videi@sibmail.com

В ходе работ, проводимых коллективом СКБ «Смена», была поставлена задача разработать многоканальную систему диагностики качества твердых материалов для проведения экспериментальных исследований, апробации и внедрения метода контроля, основанного на анализе электромагнитной эмиссии твердых тел, возникающей при воздействии на них механического воздействия синтезированной формы [1]. Упомянутый подход был предложен коллективом исследователей Национального исследовательского Томского политехнического университета под руководством Н.Н. Хорсова В задачи группы разработчиков входила разработка опытного образца аппаратно-программного комплекса и проведение предварительных экспериментальных исследований.

Разработанный опытный образец и его компоненты [2] представлены на рис. 1: *1* – управляющий компьютер; *2* – многоканальное устройство сбора данных (на базе NI USB 6356 [3]); *3* – блок предварительного усиления и частотной фильтрации; *4* – блок предварительных усилителей; *5* – емкостные датчики; *6* – пульт управления генерации тестового воздействия; *7* – пьезоэлектрический ударник.

Ключевым элементом разрабатываемого аппаратно-программного комплекса является специализированное программное обеспечение, позволяющее: управлять параметрами тестового воздействия, регистрировать отклики объекта контроля, отображать и сохранять как результаты измерений в реальном масштабе времени, так и результаты математической обработки откликов объекта контроля.

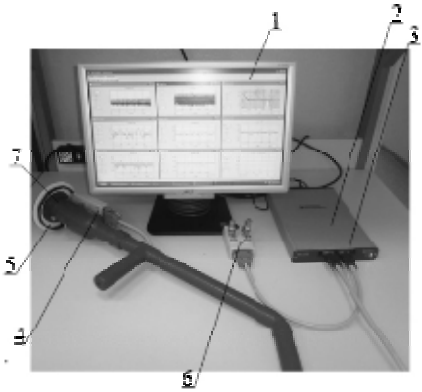


Рис. 1. Опытный образец аппаратно-программного комплекса для диагностики качества твердых материалов

В программном обеспечении представлена возможность выбора формы тестового воздействия для механического возбуждения исследуемых объектов из следующего списка: одночастотный радиоимпульс; двухчастотный радиоимпульс; сигнал произвольной формы, загружаемый из файла. Для устранения неоднозначности, связанной с ограничением на длительность тестового воздействия, реализован набор взвешивающих (оконных) функций.

Оцифровывание данных электрического отклика объекта проводится синхронно по восьми каналам, шесть из которых предназначены для измерения откликов объекта и подключены через усилители к емкостным датчикам. Два оставшихся канала являются опорными (референсными) и предназначены для измерения формы тестового воздействия в двух контрольных точках: на выходе цифроаналогового преобразователя; на выходе усилителя пьезоэлектрического ударника.

Программное обеспечение позволяет проводить измерения в непрерывном, периодическом и одиночном режиме. Запуск тестирования производится двумя способами: с интерфейса программного обеспечения или с аппаратной кнопки пульта управления.

При аналогово-цифровом преобразовании электрического отклика с целью повышения соотношения сигнал/шум реализован алгоритм усреднения методом скользящего среднего [4].

Применение режима усреднения позволяет устранить собственные шумы квантования аналого-цифрового преобразователя для повышения параметра сигнал/шум.

Проведено исследование алгоритма усреднения данных для определения оптимального коэффициента усреднения. На рис. 2 приведены характеристики усредненных данных с разным коэффициентом усреднения.

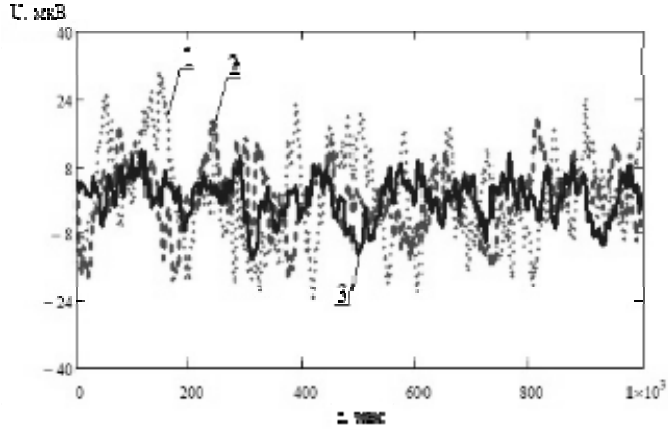


Рис. 2. Характеристики усредненных данных:
1 – усреднение по 16 осциллограммам; *2* – усреднение по 64 осциллограммам;
3 – усреднение по 128 осциллограммам

По результатам исследования алгоритма усреднения данных был выявлен оптимальный коэффициент усреднения. При усреднении по 64 осциллограммам параметр сигнал/шум достигает максимального значения для выделения полезного сигнала.

В результате работы было создано программное обеспечение системы сбора данных для диагностики качества твердых материалов. На рис. 3 представлен интерфейс программного обеспечения.

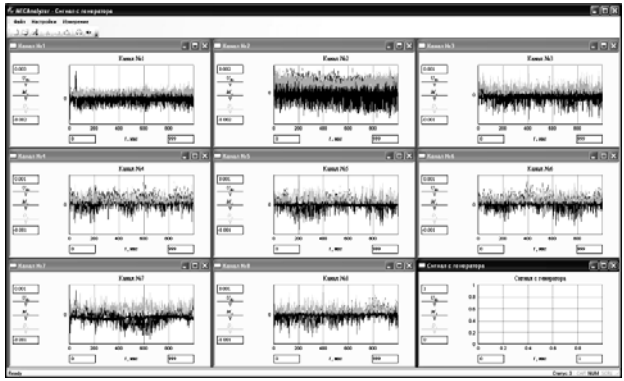


Рис. 3. Интерфейс главного окна программного обеспечения

Программное обеспечение реализовано в виде многооконного приложения с использованием компонентов графики для отображения,

полученных данных с разных каналов устройства сбора данных. Оцифрованные и расчетные данные выводятся в графическом виде на экран монитора и сохраняются в файл для дальнейшего исследования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Источники акустоэлектрических преобразований в бетонах / Т.В. Фурса, Н.Н. Хорсов, Е.А. Батурин // Журн. техн. физики. 1999. Т. 69, вып. 10. С. 51–55.

2. Программно-аппаратный комплекс для диагностики твердых материалов на основе анализа продуктов механоэлектрического преобразования / С.П. Караульных, А.А. Бомбизов, А.Г. Лощилов, А.Ф. Пустовойт // Наст. сб.

3. Преобразователи напряжения измерительные аналого-цифровые и цифроаналоговые модульные. Руководство пользователя NI USB 6356 [Электронный ресурс] / National Instruments Corporation. Электрон. текстовые дан. и граф. дан. 2007. Режим доступа: http://www.ni.com/pdf/manuals/371022k.pdf, свободный.

4. Фильтрация методом скользящего среднего [Электронный ресурс] / DspSys. Электрон. текстовые дан. и граф. дан. 2013. Режим доступа: http://dspsys.org/dsparticles/8-movingaverage, свободный.

ПОРТИРОВАНИЕ БИБЛИОТЕКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ОПЦИЙ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ MICVSA С GPU НА CPU

С.А. Мосин, И.И. Добрынин, студенты каф. СРС

Научный руководитель К.В. Волков, аспирант каф. СРС

г. Томск, ТУСУР, semyonmosin@gmail.com, hola.92@mail.ru

Программное обеспечение (ПО) micVSA, на данный момент находящееся в стадии доработки, дополняет функциональностью анализатор спектра СК4М-Микран. Важной дополнительной опцией ПО являются графические инструменты для анализа сигналов. Данные с анализатора спектра передаются посредством Ethernet на персональный компьютер (ПК), где установлено ПО micVSA [1].

Для запуска ПО micVSA необходимо на ПК иметь видеокарту от производителя NVIDIA. На ПК, где отсутствует видеокарта от предъявляемого требованиями производителя NVIDIA, но интегрирована видеокарта других производителей, ПО micVSA не запустится. Это ограничивает использование ПО micVSA. Необходимо усовершенствовать ПО таким образом, чтобы сделать его более универсальным, как для работы с видеокартами от NVIDIA, так и с видеокартами других производителей (AMD, IBM и т.д.).

Особенности технологии CUDA, применяемые в расчетной части ПО micVSA. ПО micVSA совместно с анализатором спектра

СК4М-Микран представляет собой векторный анализатор сигналов, который предназначен для метрологических измерений сигналов новых стандартов беспроводной связи. ПО micVSA выполняет следующие функции: анализ сигналов; диагностика неисправностей связного оборудования; вывод необходимых характеристик сигналов для исследования. ПО состоит из трех частей: расчетная, управляющая и интерфейсная. Расчетная часть ПО разработана в среде CUDA (Compute Unified Device Architecture) SDK (Software Development Kit) – комплект средств разработки с применением программно-аппаратной архитектуры параллельных вычислений [1].

Среда CUDA позволяет существенно увеличить вычислительную производительность благодаря использованию графического процессора (GPU), входящего в состав видеокарты фирмы NVIDIA. Благодаря специализированной конвейерной архитектуре GPU намного эффективнее в обработке графической информации, чем центральный процессор (CPU). Архитектура CPU предполагает последовательную обработку информации, а GPU рассчитана на массивно параллельные вычисления. В основе интерфейса программирования приложений CUDA лежит язык C (Си), но с некоторыми ограничениями. Для успешной трансляции кода на этом языке в состав CUDA SDK входит собственный C-компилятор командной строки nvcc компании NVIDIA [2].

Несмотря на достоинство эффективности обработки графической информации на GPU с использованием среды CUDA перед CPU, имеется существенный минус. В настоящее время архитектуру CUDA поддерживает и развивает только компания NVIDIA. Этот факт ограничивает область применения данной технологии теми устройствами, которые содержат видеокарту компании NVIDIA. Отсюда возникает потребность реализации библиотеки измерительных опций ПО micVSA, адаптированной как для GPU, поддерживающих технологию CUDA, так и для типичных CPU, иными словами, сделать ПО более универсальным. При портировании библиотеки на CPU возникает необходимость ее реализации на языке программирования C++.

Особенности портированной библиотеки измерительных опций ПО micVSA на CPU. В программировании под портированием понимают адаптацию некоторой программы или ее части с тем, чтобы она работала в другой среде, отличающейся от той среды, под которую она была изначально написана, с максимальным сохранением ее пользовательских свойств. Так как интерфейс программирования на CUDA основан на стандартном языке программирования C, но с некоторыми ограничениями, то вместо конструкций функций CUDA были применены соответствующие конструкции на языке программирования C++ для вычисления на CPU, что и является портированием.

На рис. 1 представлена реализация одной из функций Filtering в среде CUDA. На рис. 2 – портированная версия этой же функции на языке программирования C++.

```
//--------------------------------------------------------------------------------------------
// Фильтр Гаусса
//--------------------------------------------------------------------------------------------
__global__ void gauss_k(double *h,float BT,__int32 Lg,__int32 Sym_d,double Td_d){
int ii = blockIdx.x * blockDim.x + threadIdx.x; // запуск потоков по фильтруемому массиву
double Tb = (Td_d*Sym_d/2);
double K1 =  (BT/Tb) * sqrt(2*M_PI/logf(2));
double K2 = -(2*BT*BT*M_PI*M_PI)/(logf(2)*Tb*Tb);
double t;
if(ii < Lg){
    t = -((Lg/2)*Td_d)+ii*Td_d;                 // расчет шкалы времени
    h[ii] = K1*exp(K2*t*t);
  }
__syncthreads();
}

__global__ void gauss_norm_k(double *h,double h_norm,__int32 Lg){
int i = blockIdx.x * blockDim.x + threadIdx.x;  // запуск потоков по фильтруемому массиву
if(i < Lg){
    h[i] = h[i]/h_norm;
  }
__syncthreads();
}
```

Рис. 1. Реализация функции на CUDA

```
//--------------------------------------------------------------------------
// Фильтр Гаусса
//--------------------------------------------------------------------------
void gauss_cpu(double *h,float BT,__int32 Lg,__int32 Sym_d,double Td_d){
double Tb = (Td_d*Sym_d/2);
double K1 =  (BT/Tb) * sqrt(2*M_PI/logf(2));
double K2 = -(2*BT*BT*M_PI*M_PI)/(logf(2)*Tb*Tb);
double t;
for(int ii=0; ii < Lg; ii++){
        t = -((Lg/2)*Td_d)+ii*Td_d;
        h[ii] = K1*exp(K2*t*t);
  }
}

void gauss_norm_cpu(double *h,double h_norm,__int32 Lg){
for(int i=0; i < Lg; i++){
        h[i] = h[i]/h_norm;
  }
}
```

Рис. 2. Реализация портированной функции

Например, при программировании на CUDA ключевое слово _global_ в объявлении и определении функции обозначает, что функция выполняется на GPU и что эта функция вызывается из CPU. Неизменным атрибутом такой функции являются скобки <<< >>> при вызове этой функции. Для программирования на C++ такой спецификатор не требуется [2].

Заключение. Портированная библиотека измерительных опций ПО micVSA на CPU делает ее более универсальной, не зависимой от технологии CUDA. В результате портирования исходного программного кода на CPU скорость вычислений несколько уменьшилась, но на точность результатов это не влияет. Отдельно ПО micVSA без анализатора спектра СК4М-Микран можно использовать в учебных целях, анализируя тестовые сигналы. В таком варианте использования нет потребности в высокой скорости вычислений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Волков К.В. Вычислительные алгоритмы, математические модели и программный комплекс для векторного анализа сигналов: автореф. дис. … канд. техн. наук. Томск, 2012.

2. Что такое CUDA? [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.nvidia.ru/object/what_is_cuda_new_ru.html, свободный.

РАЗРАБОТКА ФОРМИРОВАТЕЛЯ ИМПУЛЬСОВ СТРОБОСКОПИЧЕСКОГО ПРИЕМНИКА

М.Е. Перевозников, студент РТФ, техник СКБ «Смена»

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

г. Томск, ТУСУР, каф. РЗИ, pme148-1@sibmail.com

В ходе работы по созданию стробоскопического приёмника сверхширокополосных сигналов была поставлена задача – разработать формирователь импульсов, предназначенный для управления устройством выборки-хранения. К формирователю предъявлялись следующие требования:

- форма сигналов – разнополярные видеоимпульсы;
- амплитуда импульсов не менее 2 В;
- длительность импульсов по уровню 0,5 не более 100 пс;
- неодинаковость длительности импульсов не более 10%;
- уровень пульсаций не более 15%;
- задержка между импульсами должна быть минимальной.

Из существующих подходов к проектированию таких устройств [1–3] был выбран способ формирования перепадов напряжения малой длительности с использованием диода с накоплением заряда (ДНЗ) и последующим формированием строб импульсов в щелевом резонаторе [3].

Функционально разрабатываемый формирователь можно разделить на 3 блока: блок задающего воздействия, блок обострения фронта импульса и щелевой резонатор. Структурная схема формирователя стробимпульсов представлена на рис. 1.

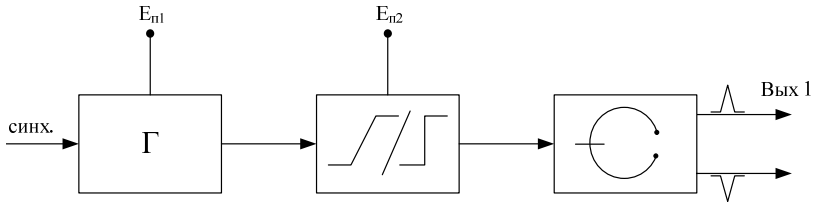


Рис. 1. Структурная схема формирователя стробимпульсов

Блок задающего воздействия выполнен на лавинном транзисторе, он формирует прямоугольные импульсы отрицательной полярности с амплитудой до 150 В и временем нарастания переднего фронта не более 1 нс. Пример формы сигнала, измеренного на выходе задающего генератора, приведен на рис. 2.

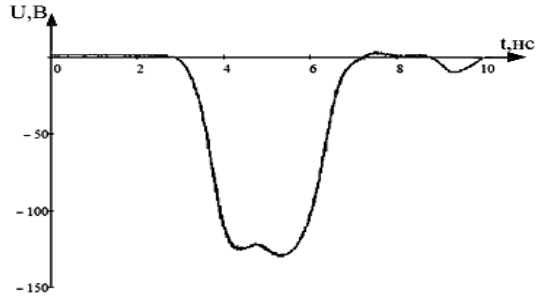


Рис. 2. Форма импульса на выходе задающего генератора

Для обострения переднего фронта импульса был выбран диод с накоплением заряда (ДНЗ) КД528А. При реализации схемы обострителя опирались на [3, 4]. Формирование пары стробимпульсов из крутого перепада напряжения, сформированного ДНЗ, осуществляется с помощью щелевого резонатора [3]. Расчёт топологии щелевого резонатора был выполнен в среде электродинамического моделирования [5]. В результате моделирования было выбрано оптимальное отношение ширины щелевого резонатора d к ширине подводящей микрополосковой линии W, при котором достигается максимальный коэффициент передачи. Отношение получилось равным $d/W = 0{,}8$. Длина щелевого резонатора l была выбрана исходя из требований к длительности стробимпульсов с использованием соотношения [3]

$$l = c \cdot t_{\text{ф}} \sqrt{\frac{2}{\varepsilon + 1}},$$

где c – скорость света; $t_{\text{ф}}$ – длительность фронта импульса; ε – диэлектрическая проницаемость подложки.

На рис. 3 представлена разработанная топология формирователя стробимпульсов.

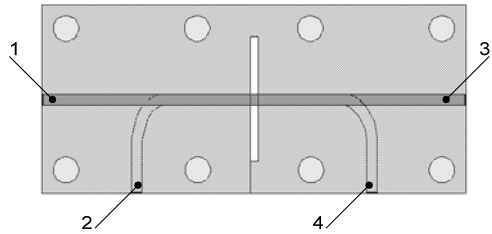


Рис. 3. Топология формирователя стробимпульсов: *1* – вход; *2*, *4* – выходы; *3* – согласованная нагрузка

На рис. 4 представлены выходные характеристики разработанного формирователя стробимпульсов, полученные в результате моделирования.

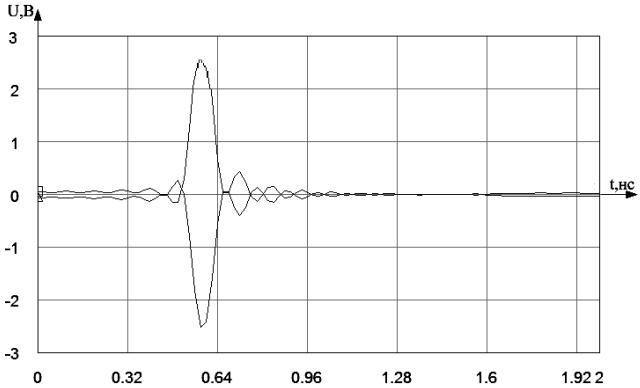


Рис. 4. Расчетные выходные характеристики формирователя стробимпульсов

В ходе работы был изготовлен макет формирователя стробимпульсов. На рис. 5 приведена схема экспериментальной установки для измерения характеристик формирователя.

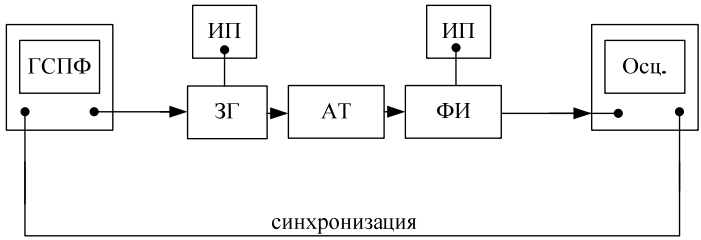


Рис. 5. Схема экспериментальной установки

Схема включает в себя генератор сигналов произвольной формы Tektronix AF3101 (ГСПФ), выполняющий функции генератора синхроимпульсов со следующими параметрами: амплитуда импульсов

5 В, время нарастания переднего фронта 10 нс. На каждый такт синхроимпульса на выходе задающего генератора (ЗГ) формируется импульс отрицательной полярности длительностью 4 нс, амплитудой 125 В, сигнал с которого через аттенюаторы (АТ) подается на вход на схемы обострения и формирования импульсов (ФИ). Полученные таким образом сигналы были измерены с помощью стробоскопического осциллографа Tektronix 11801B со смесителем SD-24 (осц.). На рис. 6 приведены формы сигналов, измеренные на выходе формирователя стробимпульсов.

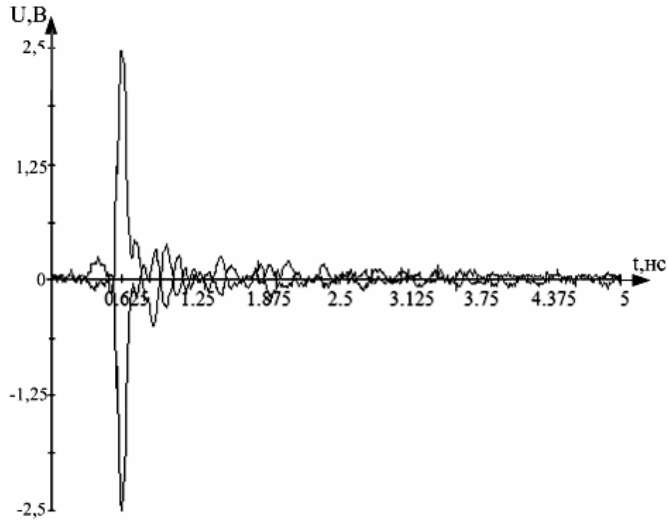


Рис. 6. Формы сигналов на выходе формирователя стробимпульсов

В результате была разработана и изготовлена схема формирователя импульсов, предназначенная для использования в составе стробоскопического приемника. Система имеет следующие параметры: амплитуда сигналов 2,5 В; длительность фронта 90 пс; длительность импульсов по уровню 0,5 – около 90 пс; уровень пульсаций – 15%.

В планы дальнейшей работы входит оптимизация работы схемы, уменьшение фронта импульса до 30–50 пс, создание и настройка схемы стробоскопического приёмника сверхширокополосных сигналов.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований (грант 12-07-31162 мол_а).

ЛИТЕРАТУРА

1. Ильюшенко В.Н. Пикосекундная импульсная техника / В.Н. Ильюшенко, Б.И. Авдоченко, В.Ю. Баранов и др. М.: Энергоатомиздат, 1993. 368 с.

2. Кудрявцев А.М. Радиоизмерительная аппаратура СВЧ и КВЧ / А.М. Кудрявцев, И.Г. Мальтер, А.Е. Львов и др. // Узловая и элементная база. М.: Радиотехника, 2006. С. 112–121.

3. Шитов А.М. Широкополосные преобразователи частоты для радиоизмерительных приборов СВЧ: Дис… д-ра техн. наук. Н. Новгород, 2004, 250 с.

4. Смирнов С.И., Лощилов А.Г. Разработка и экспериментальное исследование макета генератора перепада напряжения субнаносекундной длительности на основе диода с накоплением заряда // Матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студ., асп. и молодых учёных «Научная сессия ТУСУР–2011», Томск, 4–6 мая 2011 г. Томск: В-Спектр, 2011. Ч. 1. С. 206–208.

5. Разевиг В.Д. Проектирование СВЧ-устройств с помощью Microwave Office. М.: СОЛОН-Пресс, 2002. 496 с.

РАЗРАБОТКА БАЗОВОГО АДАПТЕРНОГО МОДУЛЯ ДЛЯ ПЛАТФОРМЫ NI FLEXRIO

Е.И. Тренкаль, студент 3-го курса

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

г. Томск, ТУСУР, trenkal@mail.ru

Проект ГПО-1203 – «Разработка управляемых устройств СВЧ-диапазона на платформе PXI»

Целью данной работы является создание базового адаптерного модуля, предназначенного для сопряжения модуля NI FlexRIO-7953R на базе программируемой логической интегральной схемы (ПЛИС) Xilinx Virtex-5FPGA и внешними устройствами обработки и генерации сигналов.

Компания National Instruments (NI) уже долгое время является одним из лидеров в области разработки и производства аппаратно-программных средств автоматизированных измерений, диагностики, управления и моделирования [1]. Продукция этой компании широко используется инженерами и учеными по всему миру. Основными продуктами компании являются среда графического программирования LabView, магистрально-модульная платформа для систем измерения, управления и автоматизации PXI.

В основе PXI-платформы лежат стандартные компьютерные технологии: шина PCI/PCI Express, процессор и периферийные устройства. Для этой платформы NI предлагает широкий спектр PXI продуктов, таких как шасси, контроллеры, функциональные модули, интерфейсы и многие другие. Одним из таких функциональных модулей является NI FlexRIO FPGA Module. Схема подключения этого модуля к платформе PXI изображена на рис. 1.

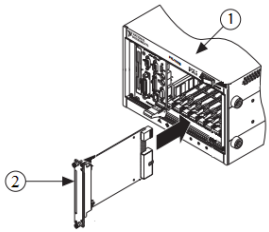


Рис. 1. Схема подключения FlexRIO FPGA Module к PXI: *1* – PXI Chassis, *2* – NI FlexRIO FPGA Module

NI FlexRIO FPGA Module представляет собой высокопроизводительный реконфигурируемый модуль, основанный на использовании технологии ПЛИС. В своем составе FPGA-модуль содержит ПЛИС Xilinx Virtex-5 FPGA, модуль памяти DRAM, специализированную интегральную схему ASIC и интерфейс, обеспечивающий ввод и вывод сигнала с FPGA-модуля. Интерфейс модуля состоит из 132 линий общего назначения GPIO, напрямую связанных с ПЛИС. Линии общего назначения можно настроить как несимметричный вход/выход (скорость работы до 400 Мбит/с) или как дифференциальные пары (скорость работы до 1 Гб/с).

Конструкция NI FlexRIO FPGA-модуля позволяет подключать к нему адаптерные модули (FlexRIO Adapter Module), как это показано на рис. 2.

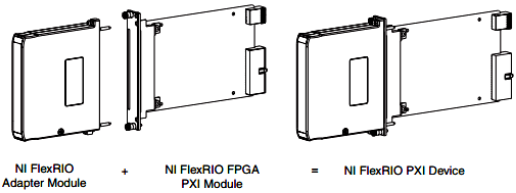


Рис. 2. Схема подключения FlexRIO Adapter Module к FlexRIO FPGA Module

FlexRIO Adapter Module используется для сопряжения FlexRIO FPGA-модуля с внешними устройствами. Различные виды этих модулей можно приобрести у компании National Instruments. В связи с тем, что у пользователей может появиться потребность использования FlexRIO в узкоспециализированных проектах, NI предлагает руководство Module Development Kit. Этот комплект позволяет отдельным пользователям создавать специализированные измерительные устройства, используя для сопряжения с шиной PXI и финальной цифровой обработки данных модули серии FlexRIO.

В руководстве [3] изложены требования к электрическим и механическим характеристикам печатной платы. Для успешного проектирования системы с использованием комплекта разработки адаптеров NI FlexRIO необходимы знания в следующих областях:

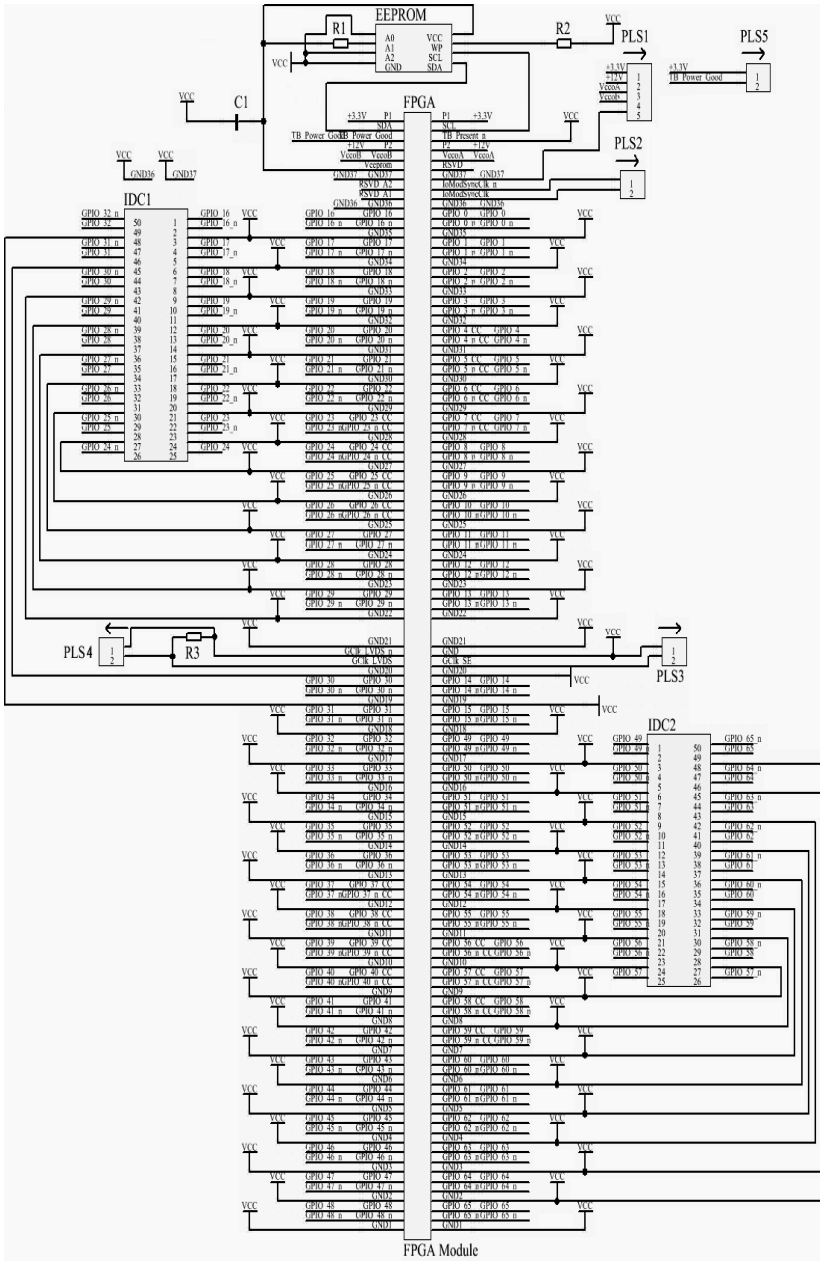


Рис. 3. Принципиальная схема

- проектирование принципиальных электрических схем;
- проектирование и изготовление печатных плат;
- монтаж печатных плат;
- разработка VHDL-кода.

При разработке принципиальной схемы следует учитывать множество требований. Одной из рекомендаций NI было включать энергонезависимую память (EEPROM) в разрабатываемый модуль. EEPROM должен хранить 32-битный номер, индивидуальный для каждого адаптера модуля, который необходим для идентификации подключенного модуля в системе.

В результате в среде Altium Designer [2] была спроектирована принципиальная схема адаптерного модуля, изображенная на рис. 3.

В состав модуля входят энергонезависимая память M24C02, разъемы для подключения к двум параллельным 32-битным цифровым шинам и линиям синхронизации FPGA модуля, а также клеммник, позволяющий использовать набор питающих напряжений модуля.

Трассировка печатной платы изображена на рис. 4 (верхний слой) и 5 (нижний слой).

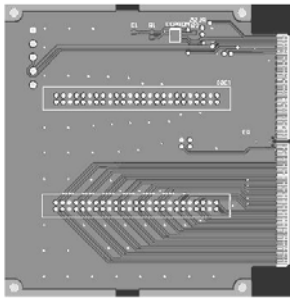


Рис. 4. Верхний слой

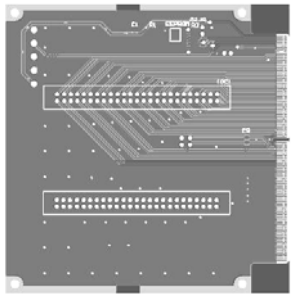


Рис. 5. Нижний слой

В ходе работ по проекту изготовлена печатная плата и собран печатный узел адаптерного модуля. Проведено предварительное тестирование печатного узла. В настоящее время производится разработка VHDL-кода и вспомогательных файлов для описания структуры изготовленного адаптерного модуля. Данное описание требуется для использования возможностей модуля в среде разработки LabView. В ходе дальнейшей работы планируется оценить возможности использования NI FlexRIO FPGA для создания устройств обработки и генерации сверхширокополосных (короткоимпульсных) сигналов.

ЛИТЕРАТУРА

1. National Instruments [Электронный ресурс]. URL: http://ni.com (Дата обращения: 14.11.2012).
2. Сабунин А.Е. Altium Designer. Новые решения в проектировании электронных устройств. М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2011. 432 с.
3. NI FlexRIO. Руководство по применению комплекта для разработки адаптеров [Электронный ресурс]. URL: http://nitec.n-sk.ru/Library/Manuals/Hardware/FlexRIOMDK.pdf (дата обращения: 20.12.2012).

К ПРОБЛЕМЕ ВЫБОРА СХЕМНОГО ИСПОЛНЕНИЯ МИКРОВОЛНОВОГО РАДИОМЕТРА

А.В. Убайчин, аспирант НОЦ «Нанотехнологии», м.н.с. СКБ «Смена»

г. Томск, ТУСУР, dualog@mail.ru

При необходимости использования средств и методов радиотеплометрии в задачах дистанционного зондирования зачастую возникает проблема выбора схемной реализации радиометра, наиболее подходящей для решения требуемой задачи. Правильность выбора схемного исполнения радиометра обеспечит требуемую точность результатов измерений при рациональных затратах на изготовление аппаратуры.

По принципу функционирования современные радиометрические системы подразделяются на несколько типов: компенсационные, модуляционные, корреляционные, балансные, нулевые.

Компенсационные радиометры хорошо описаны в литературе и имеют множество практических реализаций [1]. Простота изготовления и принцип работы обуславливают низкую себестоимость изготовления подобных систем. Отрицательной стороной компенсационных радиометров является зависимость результатов измерений от дрейфа собственных шумов и флуктуаций коэффициента передачи приемника [1]. Поэтому их применение в полевых условиях без жесткой стабилизации технических параметров, обеспечивающих стабильность измерений, неприемлема.

Широкое распространение получили модуляционные радиометры [2], в основу которых заложен принцип дифференциальных измерений. Сравнение шумовой температуры антенны с опорным источником шумового сигнала позволяет устранить влияние дрейфа собственных шумов приемника, но не исключает влияния изменения коэффициента передачи на результаты измерений. Применение модуляционных радиометров ограничивается требованиями к контролю коэффициента передачи приемника. Включение в состав модуляционного ра-

диометра дополнительных систем (автоматической регулировки усиления, термостатирования и т.д.) усложняет разработку, ухудшает массогабаритные параметры и стоимость радиометра.

Корреляционные радиометры используют в своем составе умножитель сигналов [2]. Алгоритм работы позволяет устранить некоррелированные составляющие собственных шумов двух параллельно работающих приемников на одну антенну [3]. Корреляционный радиометр обладает более высокой чувствительностью по сравнению с модуляционным [2], но так же, как и модуляционный радиометр, подвержен влиянию изменений коэффициента передачи приемников. Применение двух раздельных приемников снижает надежность – выход из строя одного приводит к неработоспособности системы в целом.

Балансные радиометры являются разновидностью корреляционных. В балансном радиометре используются свойства квадратурных мостов. При установке двух квадратурных мостов и двух параллельно работающих приемников достигается снижение влияния дрейфа собственных шумов приемника, но так же, как и в корреляционном и модуляционном радиометрах, результаты измерений зависят от изменений коэффициента передачи приемника. Чувствительность балансных радиометров сравнима с чувствительностью корреляционных радиометров [4].

Усовершенствованный метод модуляционного приема реализован в радиометрах, использующих принцип нулевых измерений (нулевые радиометры). В нулевых радиометрах минимизировано влияние дрейфа собственных шумов и флуктуаций коэффициента передачи приемника. В аналоговых нулевых радиометрах существуют ограничения по динамическому диапазону измеряемых шумовых температур антенны, в пределах которого обеспечивается линейность передаточной характеристики [5]. Этот и другие недостатки нулевых аналоговых радиометров устраняет схема с применением комбинированной широтно-импульсной модуляции [6].

Заключение. Приведенный выше список не исчерпывает всего разнообразия радиометрических систем. Существуют схемные решения гибридного типа, многоканальные и многоприемниковые системы, применение которых в отдельных задачах позволяет значительно повысить эффективность применения радиометров.

Эффективное применение компенсационных радиометров в составе, например, аппаратуры летательных аппаратов и условиях, требующих обеспечения долговременной стабильности результатов измерений, затруднительна. Модуляционные радиометры возможно применять только в составе комплекса, обеспечивающего поддержание основных технических параметров приемника постоянными. Корреля-

ционные и балансные радиометры обеспечивают минимальные потери в пассивной части сверхвысокочастотного блока, что особенно актуально в коротковолновой части сантиметрового и миллиметрового диапазонов длин волн. Применение возможно только с использованием систем контроля коэффициента передачи приемников. Наибольшую эффективность обеспечивают нулевые радиометры. Применение метода комбинированной импульсной модуляции позволяет реализовывать радиометрические системы, инвариантные к основным дестабилизирующим факторам.

Выполнено при поддержке Министерства образования и науки РФ, Федеральная целевая программа «Научные и научно-педагогические кадры инновационной России» на 2009–2013 годы, соглашение № 14.132.21.1432.

ЛИТЕРАТУРА

1. Краус Д.Д. Радиоастрономия. М.: Сов радио, 1973. 456 с.

2. Jansky K.G. Directional studies of atmospherics at High Frequencies Proc. IRE. Vol. 20. P. 1920–1932. December, 1932. Reber G. Cosmic Static, Astrophys. J., Vol. 91. P. 621–624, June 1940.

3. Николаев А.Г., Перцов С.В. Радиотеплолокация (пассивная радиолокация). М.: Сов. Радио, 1964. 326 с.

4. Lemaître F. Design and Test of the Ground-Based L-Band Radiometer for Estimating Water in Soils (LEWIS) / François Lemaître, Jean-Claude Poussière, Yann H. Kerr et al. // IEEE TRANSACTIONS ON GEOSCIENCE AND REMOTE SENSING. 2004. Vol. 42, № 8. P. 1666–1676.

5. Филатов А.В., Убайчин А.В. Двухканальный нулевой радиометр. Патент РФ №2393502 от 2010.06. 27.

6. Филатов А.В. Радиометрические системы нулевого метода измерений: монография / А.В. Филатов. Томск: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. 276 с.

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.

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ И НАВЕДЕНИЯ СОЛНЕЧНОГО ФОТОМЕТРА

А.Н. Адодин, студент каф. ВТиЭ
Научный руководитель В.В. Пашнев, доцент каф. ВТиЭ,
г. Барнаул, АлтГУ, andrew.adodin@gmail.com

Автоматизированные системы управления играют важную роль в современных технологических системах. В настоящее время все большее применение находят системы, основанные на микроконтроллерах, за счет которых увеличиваются быстродействие и производительность автоматизированных систем.

Солнце – наиболее яркий объект на небе. Оно является главным телом в Солнечной системе, управляющим движением планет и снабжающим Землю энергией, необходимой для существования на ней жизни. Хотя на основе практического опыта мы всегда представляем себе, где на небе должно находиться Солнце, часто бывает необходимо знать его положение более точно, как, например, в случае, если мы хотим навести на него оптический прибор. Комплекс солнечного фотометра применяется для измерения излучения солнечной радиации.

Целью данной работы является создание автоматизированной системы позиционирования и наведения солнечного фотометра.

Проблема создания системы управления солнечным фотометром имеет несколько аспектов: это проблема выбора конструкции, измерения меняющихся углов положения Солнца и автоматического слежения за ним в условиях возможного длительного затенения, проблемы электропривода и углового перемещения фотометра с минимальным потреблением энергии, реализации алгоритмов управления.

Поиск Солнца на небе. Зная координаты точки наблюдения, а также точное время (суток/года), можно определить положение Солнца на небе (азимут и высоту). Занести координаты и время в память микроконтроллера возможно вручную с клавиатуры, но для автоматизации системы было принято решение использовать модуль GPS.

GPS-приемник, получив пакеты данных со спутника, по последовательному порту подает координаты, время и дату в микроконтроллер, в котором на основе полученных данных по астрономическим формулам вычисляется положение Солнца. Далее подаются сигналы управления на шаговые двигатели поворотной установки для наведения фотометра на Солнце. Вычислив время восхода Солнца, микроконтроллер подает сигналы на двигатели для ориентации установки на восток. Временные интервалы навигации с утра (зенитный угол ~75°) до 40° – через каждые 15 мин, от 40° до 20° – через каждые 30 мин. Фотометр будет производить измерения в альмукантарате и вертикали Солнца. Диапазон вариаций зенитных углов составляет 75÷20°.

Функциональная схема устройства представлена на рис. 1.

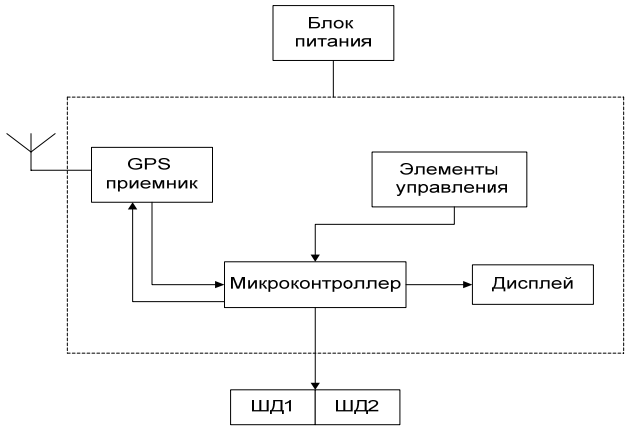


Рис. 1. Функциональная схема устройства

Пунктирной линией обозначена часть, которая будет находиться на одной плате и будет реализована полностью самостоятельно.

Вычисляя координаты Солнца, для начала задаемся каким-то заранее известным положением Солнца – эпохой, точкой отсчета. Потом в зависимости от количества дней с момента начала эпохи вычисляется эклиптическая долгота Солнца, т.е. положение Солнца относительно Земли на орбите Земля–Солнце (плоскость эклиптики), здесь принимается «гипотеза» о том, что Солнце вращается вокруг Земли, а не наоборот [1]. Далее эклиптическая долгота пересчитывается в экваториальные координаты – прямое восхождение и склонение. Прямое восхождение пересчитывается в часовой угол. И, наконец, экваториальные координаты (часовой угол и склонение) пересчитываются во всем понятные горизонтальные (высота и азимут).

Поворотный механизм комплекса состоит из платформы, которая служит основанием вращающейся части, шагового двигателя, поворачивающего установку по горизонтальной оси, шагового двигателя, поворачивающего установку по вертикальной оси. От управляющего микроконтроллера к поворотному механизму поступают импульсы, на основании которых установка поворачивается в ту или иную сторону с заранее заданным шагом.

Питание схемы осуществляется от аккумуляторной батареи номиналом 6 В. От этой батареи питаются все элементы. Главной деталью устройства является AVR микроконтроллер ATMega128, который должен соединять, управлять и контролировать модули, которые непосредственно связаны с ним. В схеме используется GPS модуль EB-500, в качестве драйверов четырехфазных шаговых двигателей используется массив транзисторных ключей по схеме Дарлингтона, представляющий собой набор мощных составных ключей с защитными диодами на выходе, реализованный в микросхемах серии ULN20xx. Некоторые данные (точное время, дата, координаты установки, высота над уровнем моря и др.) в устройстве отображаются на символьном жидкокристаллическом дисплее WH1602.

В ходе выполнения работы была разработана и спроектирована система управления оптическим прибором – солнечным фотометром. Спроектированы функциональная и электрическая принципиальная схемы управления шаговыми двигателями, разработан алгоритм программного обеспечения для управляющего микроконтроллера.

ЛИТЕРАТУРА

1. Абалакин В.К. Основы эфемеридной астрономии. М.: Наука, 1979. 448 с.

2. Монтенбрук О., Пфлегер Т. Астрономия с персональным компьютером. М.: Мир, 1993. 279 с.

ФОРМИРОВАНИЕ ПРОВОДНИКОВ СВЕТОДИОДНОГО МОДУЛЯ ПЕЧАТНЫМ МЕТОДОМ

К.Н. Афонин, Г.И. Большанин, А.А. Оджиковский, студенты

Научный руководитель В.И. Туев, зав. каф. РЭТЭМ, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, РКФ, каф. РЭТЭМ, ra3z@mail.ru

Проект ГПО РЭТЭМ-1302 – «Формирование проводников методом принтерной печати»

Светодиодное освещение является одним из перспективных направлений технологий искусственного освещения. Благодаря ряду преимуществ светодиодные источники света постепенно заменяют привычные лампы накаливания [1].

Говоря о светодиодах, нельзя упускать из виду одну из основных проблем, связанных с конструированием и эксплуатацией приборов на их основе, – проблему отвода тепла. Существуют три способа отвода тепла от светодиода – через корпус, через печатную плату и с помощью радиаторов. При охлаждении светодиода через корпус отводимое тепло проходит два участка: между *p*–*n*-переходом и выводами, а затем между выводами и окружающей средой. В этом случае отвод тепла минимален, поэтому данный метод ненадежен, в особенности при охлаждении высокоэффективных светодиодов. Другой метод охлаждения предполагает монтаж радиатора к той же печатной плате, на которой установлены светодиоды. В случае высокоэффективных светодиодов использование радиатора является обязательным [2]. Третий способ предполагает отвод тепла через токопроводящие дорожки, и при использовании этого метода возникает вопрос о способах формирования проводников на печатной плате.

В настоящее время используются различные методы изготовления печатных плат, но наибольшее распространение получил комбинированный метод, сущность которого состоит в следующем: проводящий рисунок на поверхности диэлектрика получают вытравливанием предварительно нанесенного слоя меди, а металлизация отверстий осуществляется посредством химического меднения с последующим электрохимическим наращиванием [3]. Данный метод включает в себя несколько стадий и характеризуется большим объемом отходов производства (в частности, медь из отработанных травильных растворов).

Для формирования проводников методом трафаретной печати используется электропроводящая паста. В работе [1] были исследованы свойства электропроводящего композита компании Diemat в процессе вжигания в подложку, а также поведение частиц серебра, играющих главную роль в этом процессе.

Недостатком известных токопроводящих паст является необходимость их вжигания при высокой температуре (450–600 °C), которая определяется температурой плавления стеклофритты. Этот фактор не позволяет, в частности, использовать такие пасты для формирования электропроводящих топологий на подложках с полимерным покрытием для светодиодной техники. Кроме того, температура повторного расплавления сформированной токопроводящей дорожки практически равна температуре вжигания, что ограничивает выбор технологических режимов для последующих операций [1].

Целью данной работы является разработка технологии формирования проводников на диэлектрическом основании печатным методом с применением новой электропроводящей пасты.

Рассматриваемый метод формирования печатных проводников имеет ряд преимуществ перед наиболее распространенным комбинированным методом:

- уменьшение количества операций;
- уменьшение производственных площадей;
- уменьшение числа необходимого оборудования;
- снижение расхода материалов вследствие отсутствия травления.

Предложено использовать в качестве функциональной составляющей стабилизированный органическими соединениями нано- и микродисперсный порошок серебра, полученный методом электроимпульсного диспергирования. Особенностью данного материала является его способность к спеканию при относительно низких температурах (205–210 ^{o}C в зависимости от размера частиц и температуры выгорания стабилизатора). Образующийся в результате этого процесса слой металла по некоторым параметрам, в частности, удельного электрического сопротивления, теплопроводности и по температуре ликвидуса, близок к монолитному серебру. Дополнительным преимуществом предлагаемых паст является отсутствие в их составе свинцовосодержащих стекол, что делает их более экологически безопасными.

Порошок серебра вводили в матрицу поливинилацетата методом механического смешения. Полученный таким образом полимерный композиционный серебросодержащий материал использовался для формирования электропроводящих топологий методом трафаретной печати.

Фотография печатных проводников, сформированных из предложенной электропроводящей пасты, приведена на рис. 1.

Рис. 1. Макетные образцы печатных проводников

Таким образом, печатный метод формирования проводников на диэлектрическом основании имеет явные преимущества перед другими методами и может с успехом применяться на практике.

ЛИТЕРАТУРА

1. Исследование возможности создания серебросодержащего композиционного полимера, предназначенного для изготовления проводников методом трафаретной печати: пояснительная записка / ТУСУР, рук. В.Н. Буланцева.

2. Лотар Ноэль. Охлаждение и регулирование температурных режимов светодиодов // Полупроводниковая светотехника. 2010. №3. С. 13–16.

3. Ильин В.А. Технология изготовления печатных плат. Л.: Машиностроение, 1984. 77 с.

АНАЛИЗ НЕДОСТАТКОВ ЗАПАДНОГО ПОДХОДА К МАТЕМАТИЧЕСКОМУ АНАЛИЗУ ПРОБЛЕМ ПОЛЯРИМЕТРИИ

Э.С. Аманатов, студент 5-го курса

Научный руководитель В.Н. Татаринов, проф., д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. КИПР, erlanamanatov@mail.ru

Задача определения поляризационных характеристик сводится к математическому анализу процессов, связанных с электромагнитной волной: прохождение через среду, отражение, затухание и т.п. Математический аппарат для такого анализа давно выработан, однако предлагаются и новые методы, которые вызывают сомнения. В связи с этим автор считает необходимым обратить внимание на книгу Ван Зила [1], вызывающую значительное количество вопросов, требующих разъяснений.

Автор книги утверждает, что напряжение принятого сигнала может быть измерено как скалярное произведение поляризации антенны и вектора Джонса падающей волны:

$$V = c_a p^{rec} [S] p^{tr} , \qquad (1)$$

где $[S]$ – матрица рассеяния радиолокационного объекта (РЛО); p^{tr} и p^{rec} – нормализованные векторы поляризации, описывающие передающую и принимающую антенны, вычисленные в системе координат отражателя; c_a – коэффициент, учитывающий особенности распространения. На самом деле измерение напряжения таким образом невозможно и должно производиться через полную интенсивность волны [2], которая равна сумме интенсивности проекций электрического вектора волны на ортогональные оси OH, OV:

$$V = \sqrt{P} = \sqrt{\dot{\bar{E}}^{+} \dot{\bar{E}}} = \sqrt{\dot{E}_h^{*} \dot{E}_h + \dot{E}_v^{*} \dot{E}_v} = \sqrt{E_h^2 + E_v^2} , \qquad (2)$$

где + означает эрмитово сопряжение. Далее Ван Зил предлагает находить интенсивность волны следующим образом:

$$P=\left(p^{rec}E^{sc}\right)\left(p^{rec}E^{sc}\right)^{*}=\left(p_h^{rec}E_h^{sc}+p_v^{rec}E_v^{sc}\right)\left(p_h^{rec}E_h^{sc}+p_v^{rec}E_v^{sc}\right)^{*}=$$

$$=\left(p_h^{rec}p_h^{rec*}\right)\left(E_h^{sc}E_h^{sc*}\right)+\left(p_v^{rec}p_v^{rec*}\right)\left(E_v^{sc}E_v^{sc*}\right)+\left(p_h^{rec}p_v^{rec*}\right)\left(E_h^{sc}E_v^{sc*}\right)+$$

$$+\left(p_v^{rec}p_h^{rec*}\right)\left(E_v^{sc}E_h^{sc*}\right)=\begin{pmatrix}p_h^{rec}p_h^{rec*}\\p_v^{rec}p_v^{rec*}\\p_h^{rec}p_v^{rec*}\\p_v^{rec}p_h^{rec*}\end{pmatrix}\begin{pmatrix}E_h^{sc}E_h^{sc*}\\E_v^{sc}E_v^{sc*}\\E_h^{sc}E_v^{sc*}\\E_v^{sc}E_h^{sc*}\end{pmatrix}=g^{rec}\cdot X\,, \qquad (3)$$

где вектор X – функция, определяемая параметрами передающей антенны и матрицы рассеяния. Учитывая, что $E^{sc}=[S]p^{tr}$, можно показать $X=[W]g^{tr}$, где

$$[W]=\begin{bmatrix}S_{hh}S_{hh}^{*} & S_{hv}S_{hv}^{*} & S_{hh}S_{hv}^{*} & S_{hv}S_{hh}^{*}\\ S_{vh}S_{vh}^{*} & S_{vv}S_{vv}^{*} & S_{vh}S_{vv}^{*} & S_{vv}S_{vh}^{*}\\ S_{hh}S_{vh}^{*} & S_{hv}S_{vv}^{*} & S_{hh}S_{vv}^{*} & S_{hv}S_{vh}^{*}\\ S_{vh}S_{hh}^{*} & S_{vv}S_{hv}^{*} & S_{vh}S_{hv}^{*} & S_{vv}S_{hh}^{*}\end{bmatrix}. \qquad (4)$$

Тогда $P=g^{rec}[W]g^{tr}$.

Как полагает Ван Зил, векторы Стокса волны могут быть определены как

$$S=\begin{pmatrix}p_hp_h^{*}+p_vp_v^{*}\\ p_hp_h^{*}-p_vp_v^{*}\\ p_hp_v^{*}+p_hp_v^{*}\\ -j(p_hp_v^{*}-p_hp_v^{*})\end{pmatrix}=\begin{pmatrix}1&1&0&0\\1&-1&0&0\\0&0&1&1\\0&0&-j&j\end{pmatrix}\begin{pmatrix}p_hp_h^{*}\\p_vp_v^{*}\\p_hp_v^{*}\\p_hp_v^{*}\end{pmatrix}=[R]g\,. \qquad (5)$$

Тогда $g=[R]^{-1}S$, и интенсивность может быть измерена как $P=S^{rec}[M]S^{tr}$, где $[M]=\left[[R]^{-1}\right]^{T}[W][R]^{-1}$.

Вышеописанный способ нахождения мощности принятого сигнала является математически неграмотным и физически необоснованным. Так, в выражении (3) не ясны переходы, а в общем случае скалярное произведение комплексных векторов должно вводиться с использованием эрмитова сопряжения. Непонятен способ вычисления мощности сигнала через вектор Стокса, поскольку параметр S_0 несет информацию о полной мощности сигнала.

На самом деле чтобы измерить интенсивность волны, зная падающую волну и матрицу рассеяния РЛО, следует использовать матрицу Грейвса [2] $\left|G_{jl}\right|$:

$$P=\dot{\bar{E}}^{+}\left|G_{jl}\right|\dot{\bar{E}}_{I}\,, \tag{6}$$

где $\left|G_{jl}\right|=\left|S_{jl}^{*}\right|\left|S_{jl}\right|=\begin{vmatrix}\cos\theta & -\sin\theta\\ \sin\theta & \cos\theta\end{vmatrix}\begin{vmatrix}\dot{\lambda}_1^2 & 0\\ 0 & \dot{\lambda}_2^2\end{vmatrix}\begin{vmatrix}\cos\theta & \sin\theta\\ -\sin\theta & \cos\theta\end{vmatrix}$. В данном выражении θ – угол поворота, необходимый при несовпадении поляризационного базиса антенны с собственными поляризациями РЛО. Собственные числа матрицы рассеяния мощности определяются квадратами модулей коэффициентов отражения для собственных поляризаций объекта. Полагая поляризацию облучающей волны линейной и ориентированной под углом θ_1 к положительному направлению оси OX системы координат РЛС, раскроем эрмитову форму (6), подставляя в нее матрицы Грейвса и вектор $\dot{\bar{E}}_I(\theta_1)=\begin{vmatrix}\cos\theta_1\\ \sin\theta_1\end{vmatrix}$. В результате вычислений получим

$$P(\Delta\theta)=0{,}5\left[\left(\lambda_1^2+\lambda_2^2\right)+\left(\lambda_1^2-\lambda_2^2\right)\cos 2\Delta\theta\right]. \tag{7}$$

Здесь угол $\Delta\theta$ определяет взаимную ориентацию собственного базиса объекта и вектора облучающей волны. Из выражения следует, что плотность потока мощности рассеянной волны изменяется синусоидально между значениями $P_{MAX}=\lambda_1^2$ и $P_{MIN}=\lambda_2^2$. Эрмитова форма (6) соответствует закону интерференции, для количественной характеристики которой вводится параметр видности $W=\dfrac{\lambda_1^2-\lambda_2^2}{\lambda_1^2+\lambda_2^2}$.

Если для анализа необходимо Стоксово описание, необходим переход от матриц Джонса к матрице Мюллера, определяемый как

$$\left|M'\right|=\left\{|T|\left[|L|\otimes|L|^{*}\right]|T|^{-1}\right\}, \tag{8}$$

где $\otimes$ означает кронекеровское произведение, а $|T|$ и $|T|^{-1}$ есть определенные унитарные операторы [2], а $|L|$ характеризует РЛО:

$$|L|=\begin{vmatrix}\cos\theta & -\sin\theta\\ \sin\theta & \cos\theta\end{vmatrix}|S|\begin{vmatrix}\cos\theta & \sin\theta\\ -\sin\theta & \cos\theta\end{vmatrix}. \tag{9}$$

Тогда вектор Стокса отраженной волны, параметр S_0 которого есть интенсивность, может быть представлен в виде

$$\vec{S}^{sc} = \left| M' \right| \vec{S}^{I} . \qquad (10)$$

Таким образом, в результате анализа западного подхода к проблемам поляриметрии были выявлены недостатки, а также отмечены моменты, требующие тщательного исследования. Работы Ван Зила и других специалистов требуют дальнейшего анализа для нахождения новых путей решения вопросов поляриметрии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Jakob Van Zyl, Yunjin Kim. Synthetic Aperture Radar Polarimetry, California Institute of Technology, 2010. 309 p.

2. Татаринов В.Н., Татаринов С.В., Лигтхарт Л.П. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Т. 1. Поляризация плоских электромагнитных волн и её преобразования. Томск: Изд-во Том. ун-та, 2006. 380 с.

ВЛИЯНИЕ СРЕДЫ, ЗАПОЛНЕННОЙ ГИДРОМЕТЕОРАМИ, НА ПОЛЯРИЗАЦИОННУЮ СТРУКТУРУ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ

С.В. Янов, С.С. Дьяченко, студенты каф. КИПР

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

г. Томск, ТУСУР , ysv_90@mail.ru, kiss-my030@mail.ru

Проект ГПО КИПР-0702 – «Разработка и исследование методов и систем дистанционного зондирования природных сред радиолокационным способом»

Распространение радиоволн сантиметрового и миллиметрового диапазонов в средах, содержащих гидрометеоры, является сложным процессом, влияющим не только на энергетические характеристики радиолокационного сигнала за счет удельного ослабления интенсивности волны, но и на его поляризационную структуру в силу наличия анизотропных (по поляризации) частиц. Наличие анизотропных частиц приводит к появлению дифференциального ослабления $\Delta\alpha$ и дифференциального фазового сдвига $\Delta\phi$.

С учетом вышеизложенного возникает необходимость анализа влияния указанных характеристик на изменение поляризационной структуры сигнала. Далее опишем алгоритм варианта оценки воздействия указанных факторов на изменения величины дифференциальной радиолокационной отражаемости Z_{DR} в процессе распространения в однородной среде вдоль трассы протяжённостью *z* км.

Методика решения

Как следует из результатов работы [1], при линейной начальной поляризации радиолокационного сигнала, когда модуль фазора $|\dot{p}_н| = \mathrm{tg}\gamma_н = \mathrm{tg}\beta_н$, изменения угла наклона $\beta(z)$ эллипса поляризации в процессе распространения могут быть определены в виде

$$\beta(z) = 0{,}5\,\mathrm{arctg}\left[\frac{2\cdot 10^{0{,}05\Delta\alpha z}\cdot \mathrm{tg}\beta_н \cdot \cos(\Delta\phi\cdot z)}{1-10^{0{,}1\Delta\alpha z}\cdot \mathrm{tg}^2\beta_н}\right], \qquad (1)$$

где $\beta_н$ – начальный угол наклона плоскости поляризации излучаемых колебаний.

Тогда, воспользовавшись известной методикой [1], амплитуда $E_{X_П}(z)$ сигнала, излучённого с горизонтальной поляризацией и принятого той же антенной, с учётом формулы (1) можно представить в виде

$$\left|\dot{E}_{X_П}(z)\right| = \left[1+2\cdot 10^{0{,}05\Delta\alpha z}\cdot \mathrm{tg}^2\beta(z)\cdot\cos(\Delta\phi\cdot z)+10^{0{,}1\Delta\alpha z}\cdot \mathrm{tg}^4\beta(z)\right]^{0{,}5}. \qquad (2)$$

При использовании той же методики [1] амплитуда $|E_{Y_П}(z)|$ сигнала, излучённого с вертикальной поляризацией и принятого той же антенной, будет иметь вид

$$\left|\dot{E}_{Y_П}(z)\right| = \left[10^{0{,}1\Delta\alpha z}+2\cdot 10^{0{,}05\Delta\alpha z}\cdot \mathrm{tg}^2\beta(z)\cdot\cos(\Delta\phi\cdot z)+\mathrm{tg}^4\beta(z)\right]^{0{,}5}. \qquad (3)$$

Определяя оценку $Z_{DR}(z)$ на выходе приёмника с логарифмической характеристикой в виде $Z_{DR}(z) = 20\lg\left(\left|\dot{E}_{X_П}(z)\right| / \left|\dot{E}_{Y_П}(z)\right|\right)$, после подстановки формул (2), (3) можно записать:

$$Z_{DR}(z) = 10\lg\left[\frac{1+2\cdot 10^{0{,}05\Delta\alpha z}\cdot tg^2\beta(z)\cdot\cos(\Delta\phi\cdot z)+10^{0{,}1\Delta\alpha z}\cdot tg^4\beta(z)}{10^{0{,}1\Delta\alpha z}+2\cdot 10^{0{,}05\Delta\alpha z}\cdot tg^2\beta(z)\cdot\cos(\Delta\phi\cdot z)+\cdot tg^4\beta(z)}\right]. \qquad (4)$$

Анализ полученных результатов. Результаты расчётов по формуле (4) приведены на (рис. 1).

На рис. 1 и 2 цифры соответствуют следующим значениям $\beta_н$ – начального угла наклона плоскости поляризации излучаемых колебаний:

1 – $\beta_н = 45°$, *2* – $\beta_н = 33{,}75°$, *3* – $\beta_н = 56{,}25°$, *4* – $\beta_н = 22{,}5°$, *5* – $\beta_н = 56{,}25°$,

6 – $\beta_н = 11{,}25°$, *7* – $\beta_н = 67{,}5°$, *8* – $\beta_н = 0°$, *9* – $\beta_н = 90°$.

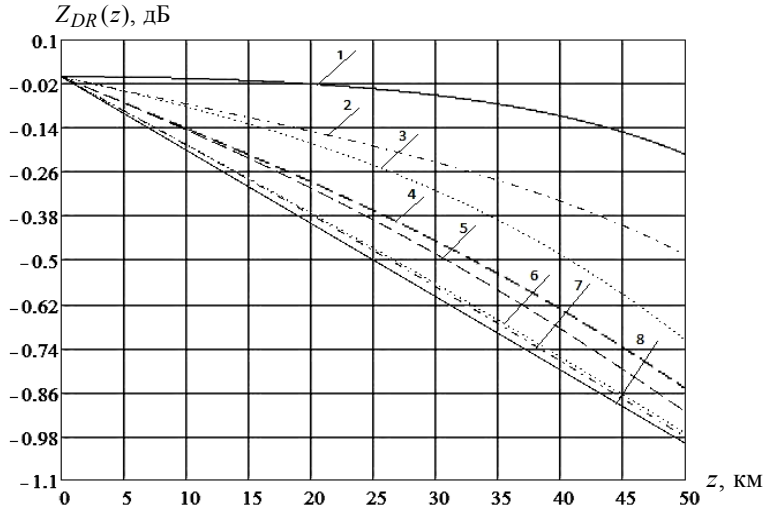


Рис. 1. Зависимость дифференциальной радиолокационной отражаемости $Z_{DR}(z)$ от длины трассы для интенсивности дождя $R=12{,}5$ мм·ч$^{-1}$ при различных значениях $\beta_н$

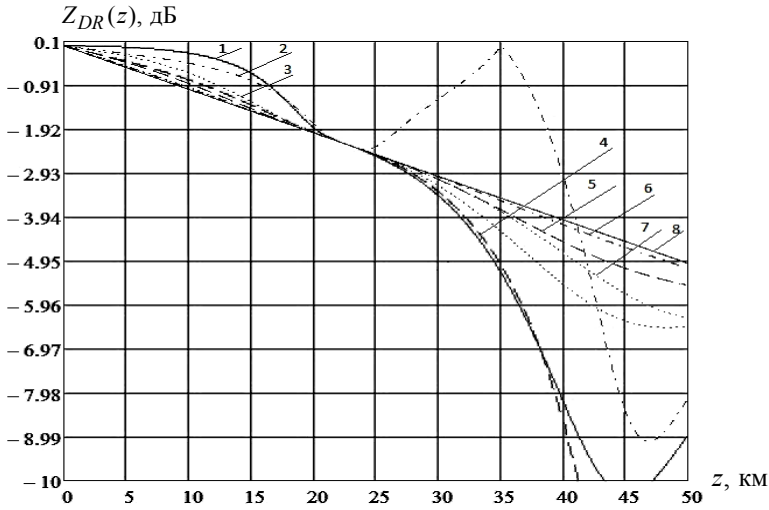


Рис. 2. Зависимость дифференциальной радиолокационной отражаемости $Z_{DR}(z)$ от длины трассы для интенсивности дождя $R=50$ мм·ч$^{-1}$ при различных значениях $\beta_н$

Заключение. Как следует из рис. 1 и 2, $Z_{DR}(z)$ для различных интенсивностей дождей (R=12,5 мм·ч$^{-1}$, $\Delta\alpha$ = 0,02 дБ/км, $\Delta\phi$ = 1 град/км; R=50 мм·ч$^{-1}$, $\Delta\alpha$ = 0,1 дБ/км, $\Delta\phi$ = 4 град/км), изменения величины $Z_{DR}(z)$ (в рассматриваемом приближении) носят в целом линейный характер.

Значение $\Delta\alpha$ и $\Delta\phi$ взяты из литературных источников и получены на основе наблюдений на линиях спутниковой космической связи.

В качестве следующего этапа исследований необходимо осуществить совершенствование модели воздействия дифференциальных факторов в части учёта влияния изменений угла эллиптичности колебаний на оценку $Z_{DR}(z)$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Масалов Е.В. Трансформация линейно поляризованных электромагнитных волн в средах, содержащих гидрометеоры // Матер. междунар. конф. «Актуальные проблемы электронного приборостроения». Новосибирск, 2010. Т. 2. С. 77–79.

РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛЬНОСТИ ПРЕЦИЗИОННОГО ИСТОЧНИКА ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ТВЕРДОТЕЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ

М.А. Голева, В.В. Герасимов, Е.В. Чакин, А.Д. Репенко, студенты
Научный руководитель Ю.П. Кобрин, доцент каф. КИПР
г. Томск, ТУСУР

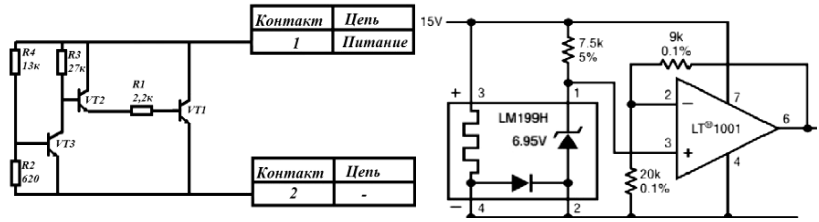
Проект ГПО КИПР-1001 – «Разработка моделей и методик исследования унифицированных электронных модулей систем управления и электропитания перспективных космических аппаратов»

Актуальность и постановка задачи. Известно [1], что точность работы многих высокоточных измерительных приборов, систем связи, фотографирования, наведения и т.п. в значительной степени зависит от стабильности опорного напряжения, которое обеспечивают прецизионные источники опорного напряжения (ПИОН).

Основным недостатком существующих ПИОН является нестабильность выходного напряжения при изменении температуры. Для уменьшения влияния температуры на параметры ПИОН в настоящее время применяют различные системы термостабилизации. Однако наиболее радикальным решением проблемы, когда термокомпенсация

и другие схемные способы не дают удовлетворительных результатов, является использование систем микротермостатирования (МТ) [1] – тепловых систем автоматического регулирования, технологически выполненных вместе с термостатируемой схемой. С их помощью с нужной точностью поддерживается заданная температура в заданном объёме независимо от изменения её в окружающей среде и внутреннего тепловыделения.

В данном проекте разрабатывается термостатируемый ПИОН, выполненный в виде полупроводникового микротермостата. В качестве основы схемы ПИОН взята принципиальная схема стабилизатора напряжения интегрального источника LM199 [2], а термостатирующая схема заменена на схему собственной разработки, позволяющую достичь более стабильного опорного напряжения при перепадах температуры, значительно превышающих рабочий диапазон температур LM199 (рис. 1).



а *б*

Рис. 1. Принципиальные электрические схемы:
а – микротермостата; *б* – ПИОН

В схеме микротермостата (нагревателя) (рис. 1, *а*), транзистор VT3 и два резистора R1 и R2 образуют источник стабильного тока. Здесь транзистор VT3 является датчиком температуры, и т.к. он включён в источник стабильного тока, то удаётся достичь более точного управления падением напряжения на резисторе R3, вследствие чего достигается более точное установление рабочей точки транзистора VT2, управляющего транзистором VT1, являющимся нагревателем для данной схемы.

Результаты моделирования. Моделирование схемы проводилось с помощью схемотехнической САПР MicroCAP 9 [3]. За основу схемы регулирования температуры была взята система с пропорциональным регулятором. В простейшем случае изменение мощности обогрева пропорционально изменению температуры датчика (рис. 2). На данном рисунке обозначены температура статирования, максимальная температура статирования и заданный диапазон температуры статирования. Для того чтобы получить такую зависимость, датчик включается в

цепь делителя, как показано на рис. 1, *а*. В качестве исполнительного элемента здесь используется транзистор [1].

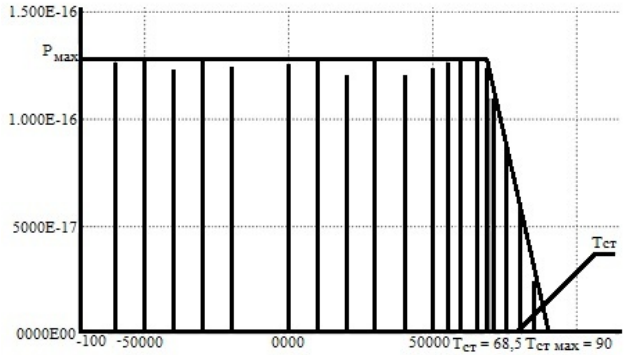


Рис. 2. Зависимость мощности транзистора VT3 от температуры нагревателя

Из графика видно, что статическая точность регулирования температуры кристалла ПИОН составляет 21,5 К. Таким образом, в заданном диапазоне рабочих температур окружающей среды интегральная нестабильность выходного напряжения ПИОН уменьшается приблизительно в 7 раз и составляет 0,0145 $К^{-1}$.

Оптимизация параметров схемы позволила довести статическую точность регулирования температуры кристалла ПИОН до 11 К (рис. 3).

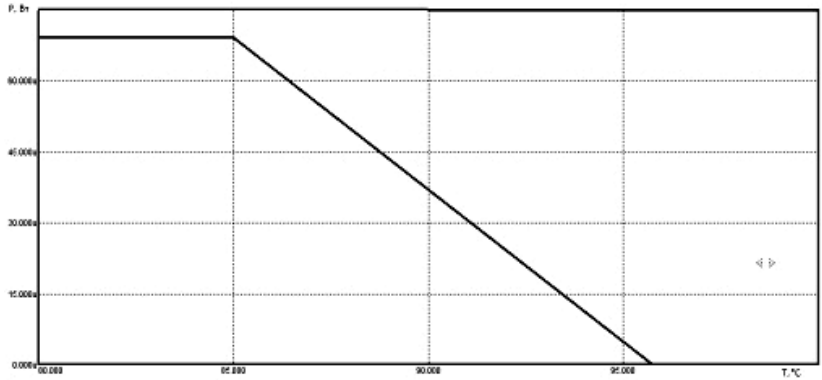


Рис. 3. Зависимость мощности транзистора VT3 от температуры нагревателя

Выводы. Полученные результаты не соответствуют техническому заданию, согласно которому статическая точность регулирования температуры кристалла ПИОН равна 5 К. Из этого следует, что применение простейшей схемы регулирования не дает высокой точности тер-

мостатирования. Для повышения точности в схему регулирования необходимо ввести усилитель между датчиком и нагревателем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алексеев В.П. Системное проектирование термоустойчивых радиотехнических устройств и систем. Томск: Изд-во Ин-та оптики атмосферы СО РАН, 2004. 316 с.

2. LM199 datasheet. Datasheet Catalog. [В Интернете]. 2013 г. http://www.datasheetcatalog.org/datasheet/nationalsemiconductor/DS005717.PDF

3. Амелина М.А., Амелин С.А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8. М.: Горячая линия – Телеком, 2007. 464 с.

УСТРОЙСТВО АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ РАСХОДА ЖИДКОСТИ

А.И. Горн, студент 5-го курса РКФ

Научный руководитель В.И. Туев, д.т.н., зав. каф. РЭТЭМ

г. Томск, ТУСУР

В настоящее время как в производстве, так и в быту все чаще возникает необходимость в бесконтактной и автоматической подаче жидкости или газа.

В результате обзора существующих аналогов разных производителей были выявлены наиболее покупаемые модели подобных изделий, представленные в таблице [1].

Аналоги

Производитель	Цена, руб.	Датчик	Питание
Autto BL12	7510	Инфракрасный	6 В или адаптер ~220 В
Sanella / SLP 02K	8326	Инфракрасный	24 В пост.
Kopfgescheit HD601BDC-B	6390	Инфракрасный CMOS с микрокомпьютером KG-VII+	12 В пост.
Kopfgescheit HD616Kit	14643	Инфракрасный CMOS с микрокомпьютером KG-VII+	12 В пост.
Tectron Grohe 37713 000	13100	Инфракрасный	6 В пост.
Kopfgescheit ZY100D	11546	Инфракрасный	12 В пост

При обзоре существующих аналогов не было найдено подобных устройств отечественного производства, что делает актуальной данную разработку, так как изделия зарубежных производителей имеют высокую стоимость.

Целью данной работы является разработка отечественного изделия меньшей стоимости. Для этого были поставлены следующие задачи:

1. Проектирование, изготовление и монтаж печатной платы.
2. Разработка программы и программирование микроконтроллера.
3. Проверка работы алгоритма программы, проверка работоспособности узлов печатной платы.

В результате была изготовлена печатная плата, выполнены ее сборка и монтаж, а также написана программа для программирования микроконтроллера, алгоритм которой в виде блок-схемы приведен на рис. 1.

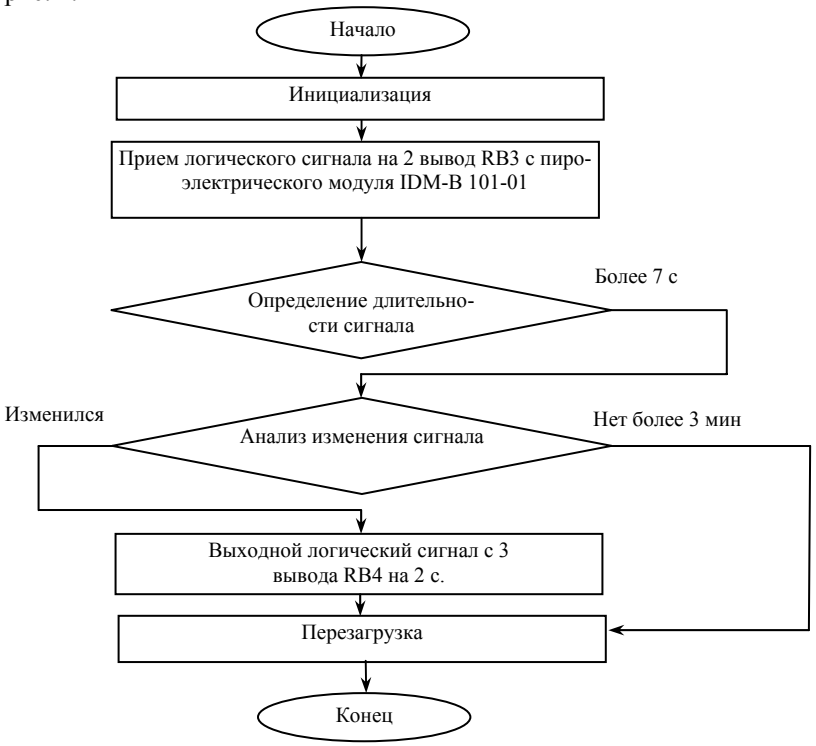


Рис. 1. Алгоритм программы

На следующем этапе разработки планируется изготовление и испытание макета всего изделия.

ЛИТЕРАТУРА

1. Подрезов И.К. Приборы для автоматической подачи воды [Электронный ресурс]. http://www.kopf.ru/products/santech.html (дата обращения: 27.02.2012).

МОНОЛИТНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ GaAs PIN-ДИОДНЫХ КОММУТАТОРОВ СВЧ 1×2 И 1×3 КАНАЛА С ИНТЕГРИРОВАННЫМИ ЦЕПЯМИ УПРАВЛЕНИЯ

В.А. Гущин, магистрант каф. ФЭ

Научный руководитель И.В. Юнусов, нач. лаб. диодных МИС НПКМ ЗАО «НПФ «Микран»

г. Томск, ЗАО «Научно-производственная фирма «Микран», ТУСУР, vovan545182@gmail.com

Управляющие монолитные интегральные схемы (МИС) широко применяются в измерительной технике СВЧ. Отсутствие на сегодняшний день необходимых отечественных электронных компонентов приводит к использованию российскими производителями современной измерительной аппаратуры зарубежных СВЧ МИС. Развитие собственной электронной компонентной базы и замещение импортных МИС не уступающими по параметрам отечественными приборами является одной из приоритетных задач нашего государства в научно-технической сфере. Актуальной также остается задача замены блоков, реализуемых в виде гибридных интегральных схем (ГИС), на МИС аналогичного функционального назначения с целью улучшения параметров, повышения надежности и снижения стоимости конечной продукции.

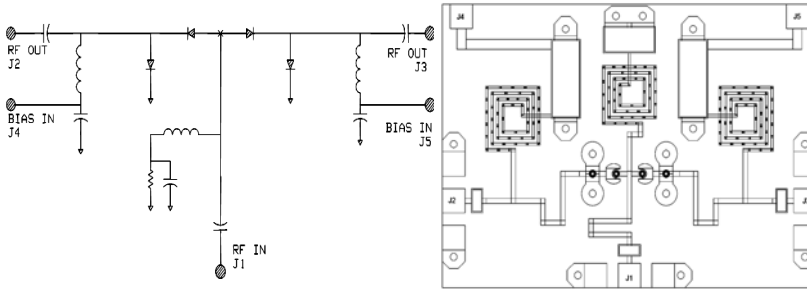
В измерительной технике широкого частотного диапазона для управления сигналом активно используют pin-диоды и МИС на их основе, что обусловлено их малыми массогабаритными параметрами, широкими диапазонами рабочих частот и мощностей, а также высокой стабильностью параметров [1]. В настоящей работе приведены результаты разработки МИС коммутаторов 1×2 и 1×3 канала с интегрированными цепями управления по постоянному току (ЦУ) для применения в диапазоне частот (4÷27) ГГц.

В качестве основы для проектирования МИС коммутаторов использована технология гетероструктурных AlGaAs/GaAs квазивертикальных pin-диодов, разработанная в ЗАО «НПФ Микран» [2].

На данный момент реализованы следующие задачи: выбор схемотехнических решений, расчет и оптимизация топологии МИС коммутаторов.

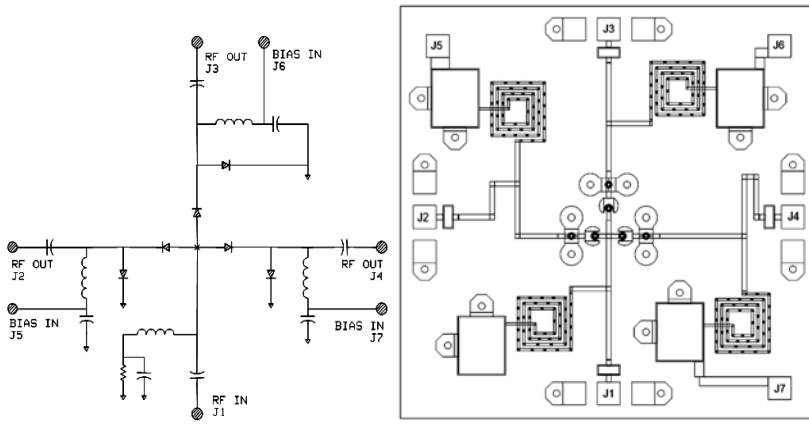
Эквивалентные низкочастотные (НЧ) схемы МИС коммутаторов 1×2 и 1×3 с ЦУ представлены на рис. 1, *а* и 2, *а* соответственно и представляют собой последовательно-параллельное включение pin-диодов в каждом выходном канале с цепями управления в виде фильтра низких частот (ФНЧ) [3]. Управление состоянием каналов (открыто/закрыто) осуществляется постоянным током 10 мА. Для расчета

характеристик и оптимизации топологии были созданы компьютерные модели МИС. Топологии МИС коммутаторов 1×2 и 1×3 с ЦУ приведены на рис. 1, *б* и 2, *б* соответственно.



а *б*

Рис. 1. Эквивалентная НЧ схема коммутатора 1×2 – *а*;
топология коммутатора 1×2 – *б*

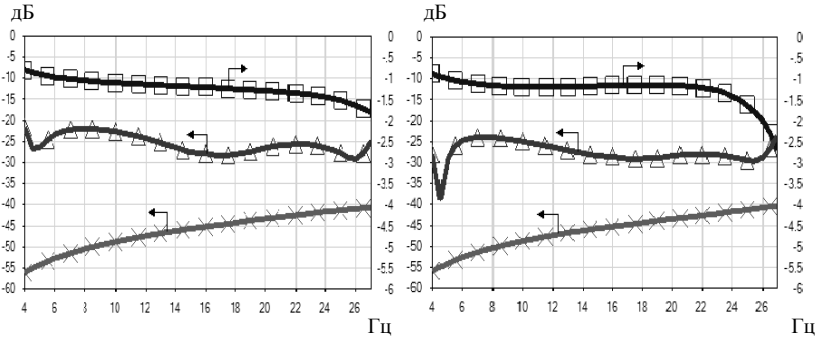


а *б*

Рис. 2. Эквивалентная НЧ схема коммутатора 1×3 – *а*;
топология коммутатора 1×3 – *б*

Параметры рассеяния (*S*-параметры) МИС коммутаторов 1×2 и 1×3 в диапазоне частот (4÷27) ГГц приведены на рис. 3, *а* и *б* соответственно. Возвратные потери по входу и выходу в открытом канале коммутатора 1×2 составили более 21 дБ по модулю, вносимые потери по входу и выходу менее 1,3 дБ по модулю, изоляция закрытого канала коммутатора составила более 40 дБ по модулю во всем рабочем диапазоне частот. Возвратные потери по входу и выходу в открытом канале

коммутатора 1×3 составили более 23 дБ по модулю, вносимые потери по входу и выходу менее 1,5 дБ по модулю, изоляция закрытого канала коммутатора составила более 39 дБ по модулю во всем рабочем диапазоне частот.



а *б*

Рис. 3. Расчётные *S*-параметры коммутатора 1×2 – *а*; расчётные *S*-параметры коммутатора 1×3 – *б*; – возвратные потери открытого канала; – вносимые потери открытого канала; – изоляция закрытого канала

В результате выполнения настоящей работы были разработаны и оптимизированы МИС коммутаторов 1×2 и 1×3 канала с ЦУ для работы в диапазоне (4÷27) ГГц. Разработанные МИС являются функциональными аналогами МИС коммутаторов фирмы M/A-COM (США) и позволяют их успешно заменить на отечественном рынке.

Следующим этапом работ является анализ тестовых образцов изготовленных МИС и верификация разработанных компьютерных моделей МИС коммутаторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Веселов Г.И., Егоров Е.Н., Алехин Ю.Н. и др. Микроэлектронные устройства СВЧ: учеб. пособие для радиотехнических специальностей вузов. М.: Высш. шк., 1988. 280 с.

2. Юнусов И.В., Ющенко А.М., Плотникова А.Ю. и др. Монолитные интегральные схемы GaAs pin диодных коммутаторов СВЧ // Всерос. конф. «Микроэлектроника СВЧ». 4–7 июня 2012, Санкт-Петербург. СПб., 2012. С. 93–96.

3. Хижа Г.С., Вендик И.Б., Серебрякова Е.А. СВЧ-фазовращатели и переключатели: Особенности создания на *p–i–n*-диодах в интегральном исполнении. М.: Радио и связь, 1984. 184 с.

МОДЕРНИЗАЦИЯ ДВУХТАКТНОГО УЗЧ НА ОСНОВЕ УСИЛИТЕЛЯ ОТ МАГНИТОФОНА «ВЕГА-328»

Д.Д. Кожич, А.В. Ковальский, Р.С. Идиятуллин, студенты
Руководители: Н.Н. Кривин, ассистент, Е.А. Брыкалов, инженер
г. Томск, ТУСУР, каф. КИПР, alex15@sibmail.com
Проект ГПО КИПР-0705 – «Разработка универсального лабораторного макета»

Целью работы является создание усилителя звуковых частот на основе УЗЧ от магнитофона «Вега-328». В дальнейшем, после необходимой модернизации, его предполагается использовать в учебном процессе для изучения принципов работы УЗЧ. Для начала сделаем краткий обзор данных устройств.

Усилители низкой частоты наиболее широко применяются для усиления сигналов, несущих звуковую информацию. В этих случаях они называются, также, усилителями звуковой частоты. УЗЧ обычно состоит из предварительного усилителя, нескольких каскадов промежуточного усиления, а также усилителя мощности (УМ). Предварительный усилитель предназначен для согласования сопротивления источника сигнала с сопротивлением последующего каскада, повышения мощности и напряжения и доведения их до величин, нужных для работы промежуточных каскадов, которые зачастую включают в себя регуляторы громкости, тембра или эквалайзер для регулировки частотного состава сигнала.

УЗЧ можно классифицировать по различным параметрам.

В зависимости от режима работы выходного каскада:

1) «А» – режим работы, в котором каждый активный прибор (лампа или транзистор) выходного каскада всегда работает в линейном режиме. При воспроизведении гармонических сигналов угол проводимости активного прибора равен 360°: прибор в усилителе никогда не закрывается и, как правило, никогда не переходит в режим насыщения или ограничения тока. Все линейные однотактные усилители работают в режиме А, которому свойственна наилучшая линейность при наибольших потерях энергии.

2) «АВ» – режим работы двухтактного каскада, промежуточный между режимами А и В. Угол проводимости каждого активного прибора существенно больше 180°, но меньше 360°.

3) «В» – режим работы двухтактного каскада, в котором каждый активный прибор воспроизводит с минимальными искажениями сигнал одной полярности (либо только положительные, либо только отрицательные значения входного напряжения). При воспроизведении гармонических сигналов угол проводимости активного прибора равен

180° или несколько превышает это значение. Для уменьшения нелинейных искажений при переходе сигнала через ноль выходные лампы или транзисторы работают с небольшими, но не нулевыми токами покоя. Установка нулевого тока покоя переводит каскад из режима В в режим С, угол проводимости становится меньше 180°, при переходе через ноль оба плеча двухтактной схемы находятся в отсечке. Режим С в звуковой технике не применяется из-за недопустимо высоких искажений.

По типу применения в конструкции усилителя активных элементов:

- ламповые – на электронных лампах. Составляли основу всего парка УНЧ до 70-х годов. В 60-х годах выпускались ламповые усилители очень большой мощности (до десятков киловатт). В настоящее время используются в качестве инструментальных усилителей и в качестве звуковоспроизводящих усилителей;
- транзисторные – на биполярных или полевых транзисторах. Такая конструкция оконечного каскада усилителя является достаточно популярной, благодаря своей простоте и возможности достижения большой выходной мощности, хотя в последнее время активно вытесняется усилителями на базе интегральных микросхем;
- интегральные – на интегральных микросхемах (ИМС). Существуют микросхемы, содержащие на одном кристалле как предварительные усилители, так и оконечные усилители мощности, построенные по различным схемам и работающие в различных классах. Из преимуществ – минимальное количество элементов и, соответственно, малые габариты;
- гибридные – часть каскадов собрана на полупроводниковых элементах, а часть – на электронных лампах. Иногда гибридными также называют усилители, которые частично собраны на интегральных микросхемах, а частично – на транзисторах или электронных лампах.

По виду согласования выходного каскада усилителя с нагрузкой их можно разделить на два основных типа:

- трансформаторные – в основном такая схема согласования применяется в ламповых усилителях. Обусловлено это необходимостью согласования большого выходного сопротивления лампы с малым сопротивлением нагрузки, а также необходимостью гальванической развязки выходных ламп и нагрузки.
- бестрансформаторные – в силу дешевизны, малого веса и большой полосы частот бестрансформаторные усилители получили наибольшее распространение. Бестрансформаторные схемы легко реализуются на транзисторах. Обусловлено это низким выходным сопротивлением транзисторов в схеме эмиттерного (истокового) повторителя, возможностью применения комплементарных пар транзисторов. На

лампах бестрансформаторные схемы реализовать сложнее, это либо схемы, работающие на высокоомную нагрузку, либо сложные схемы с большим количеством параллельно работающих выходных ламп.

Для питания электронных схем бывает достаточно однополярного питания. Скажем, источник питания имеет + и –, выходное напряжение 12 В. По схеме один из выводов считается за «0», таким образом, имеем питание или +12 В, или –12 В. В тех случаях, когда в схеме необходимы и +12 В, и –12 В одновременно (схемы с операционными усилителями и др.), тогда источник питания должен иметь (условно) +12 В, 0 В (корпус, масса) и –12 В, это двухполярное питание.

Основное преимущество использования двух источников питания состоит в том, что их общая точка является стабильной, низкоимпедансной шиной с нулевым потенциалом. Напряжения питания обеих полярностей обычно равны и противоположны по знаку, но эти условия не являются обязательными. При однополярном питании средняя точка источника должна быть создана искусственно введением дополнительных цепей смещения для поддержания постоянной составляющей сигнала на целесообразном уровне половины напряжения питания. Недостаток однополярного питания – необходимость выходного конденсатора.

После изучения различных видов УЗЧ мы пришли к заключению, что наш усилитель от магнитолы «Вега-328» является: по виду согласования выходного каскада бестрансформаторным, по типу применения усилителя активных элементов – транзисторным, работает в режиме «АВ», имеет два стереоканала и питается от однополярного источника.

РАЗРАБОТКА ПРОГРАММИРУЕМЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ИГРЫ НА МУЗЫКАЛЬНЫХ ИНСТРУМЕНТАХ

В.В. Охотников, Д.С. Косов, студенты

Научный руководитель А.В. Безрук, аспирант

г. Томск, ТУСУР, каф. ФЭ, vitohotnikov@gmail.com

Проект ГПО ФЭ-1201 – «Разработка программируемых устройств для игры на музыкальных инструментах»

Тема данного проекта была выбрана как проект, подходящий для комплексного исследования, разработки и получения обширных навыков и знаний в области робототехники, электроники, проектирования, программирования и разработки собственных идей.

В данной теме будет представлен обзор программируемого устройства для игры на музыкальном инструменте (гитара). Инструмент

был выбрал из-за сложности исполнения роботизированного устройства, благодаря чему можно получить множество полезных навыков, а также разработать действующую технологию, годную к применению и использованию в личных и коммерческих целях.

Данный проект разрабатывается для создания самодостаточного устройства, способного извлекать музыку из обычного музыкального инструмента. Данное устройство предназначено для использования в коммерческих, развлекательных, рекламных, технологических и многих других сферах.

Устройство, играющее на музыкальном инструменте и выставленное в торговых центрах, можно использовать для рекламы и привлечения внимания. Группой таких устройств можно заменить музыкальное сопровождение кафе, ресторанов, вечеринок и даже использовать как самостоятельный оркестр.

Также, используя данную разработку на различных технологических конференциях можно существенно повысить интерес к увлечению электроникой, робототехникой, схемотехникой и мехатроникой, что актуально для подрастающего поколения и развития у них стремления к инженерным профессиям и желанию обучаться.

В ходе работы были исследованы подобные технологии и мировой опыт строения роботов.

На данный момент разработки в данной сфере ведутся многими прогрессивными компаниями, ярчайшим примером является компания Toyota, создавшая робота, играющего на скрипке, а также музыкальная группа под названием KarmetiK Machine Orchestra, участниками которой являются и люди, и роботы. Данный проект был разработан учеными из Калифорнийского института искусств (**California Institute of the Arts**). В основном робототехникой занимаются в технологически развитых странах, таких как США и Япония, где данными разработками занимаются в университетах и ведущих технологических компаниях.

Нами был проведен ряд испытаний и исследований, в ходе которых были выбраны технология и конструкция устройства. Был выбран способ хвата за гриф и зажатия струн вместо распространённых зажимов по всей длине грифа, утяжеляющих конструкцию и запечатывающих гитару внутри устройства, как в саркофаг. Был выбран способ зажатия шестью независимыми зажимами, выполненными из сервоприводов с направляющими, приводимыми в движение шестью шаговыми двигателями, расположенными под грифом. Данный способ обеспечивает: меньшую массу, более привлекательный внешний вид, возможность извлекать гитару, а также хват, более походящий на человекоподобный, что позволяет в будущем развивать данную технологию в андроидоподобную модель.

Также были проведены опыты с созданием пробной модели зажимов для ладов, вследствие чего был выбран тип сервопривода «SG-90 9g Micro Servo», так как данный тип обеспечивает необходимую силу нажатия – 1,2 кг. при 4,8 В и 1,6 кг при 6,0 В, малую массу – 9 г необходимые габариты – 22×11,5×27 мм, быстроту действия – 0,12 с / 60° и низкую цену около – 1 долл. за штуку.

Были проведены пробные запуски данных сервоприводов с использованием микроконтроллера типа ATMEL ATmega8-32. Была построена схема для подключения 6 сервоприводов. И опробован код, двигающий сервоприводы с определённой частотой и амплитудой, что позволит в будущем переработать данную схему для непосредственного использования в нашем устройстве. В данный момент производится переконструирование предыдущей схемы для возможности отслеживания работы всех сервоприводов, обработки сигналов и подготовки к будущей интеграции в общую схему.

Рис. 1. Плата управления сервоприводами

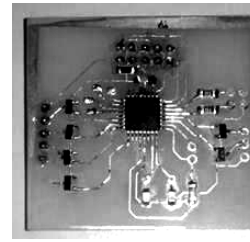


Рис. 2. Основная управляющая плата

Также была разработана и заказана система «салазок», которая позволит перемещать андроидоподобную «руку» вдоль грифа с необходимой скоростью передвижения и с учётом изменяющегося расстояния между ладами на грифе гитары. Ведутся разработки плат «общего интеллекта» устройства.

ЛИТЕРАТУРА

1. Микроконтроллеры AVR для начинающих. Ч. 1. Знакомство с семейством AVR. http://cxem.net/beginner/beginner73.php

2. Предко М. Устройства управления роботами. Схемотехника и программирование / пер. с англ. М.: ДМК Пресс, 2005. 404 с.

3. Лукинов А.П. Проектирование мехатронных и робототехнических устройств.

4. AVR http://forum.easyelectronics.ru/viewforum.php?f=4&sid=a2bc8b9b82bd04364c56210c317e23b6

ЗОНДИРОВАНИЕ ОДНОРОДНЫХ И НЕОДНОРОДНЫХ МАТЕРИАЛЬНЫХ СРЕД ПЛОСКИМИ ВОЛНАМИ ВЕРТИКАЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

Т.Н. Пушкарёв, студент

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

г. Томск, ТУСУР, РКФ, каф. КИПР, Pushkarev-timur@mail.ru

Проект ГПО КИПР-0702 – «Разработка и исследование методов и систем дистанционного зондирования природных сред радиолокационным способом»

Радиоволновые характеристики почвогрунтов, ε и $\mathrm{tg}\delta$ являются сложной функцией многих параметров, например: влажности, температуры и структуры почвогрунтов, частоты взаимодействующего со средой поля, при этом на них оказывает наиболее сильное влияние почвенная влага [1].

В настоящей работе рассматривается зависимость модуля коэффициента отражения от частоты в диапазоне 0,3–1,2 ГГц для двух профильных распределений диэлектрической проницаемости ε.

Для проведения численного моделирования коэффициента отражения были использованы экспериментальные значения ε и $\mathrm{tg}\delta$ образцов дерново-подзолистой почвы, отобранных с различных глубин исследуемой природной среды (рис. 1). Данные ε на графике *1* соответствуют профильному распределению влажности с глубиной после прошедшей обильной грозы, а на графике *2* – профильному распределению влажности этой же почвы через два дня. Изменение вида графиков с течением времени обусловлено процессами протекания воды с поверхности грунта в нижние слои и процессами высыхания поверхности. Эти процессы нестационарные во времени и зависят от погодных условий.

Задача исследования формулируется следующим образом. На слоисто-неоднородную диэлектрическую среду, содержащую n слоев (каждый единичный слой имеет свою толщину h_i), нормально падает плоская электромагнитная волна (угол падения θ равен 0). Требуется определить модуль коэффициента отражения ($|R_{\text{отр}}|$) от исследуемой среды в зависимости от частоты и количества разбиений в свободном полупространстве при различных профильных распределениях ε в ней [2].

Для расчета коэффициента отражения плоских волн горизонтальной поляризации составлены расчетные формулы на основе 24-слойной модели профильного распределения на рис. 1.

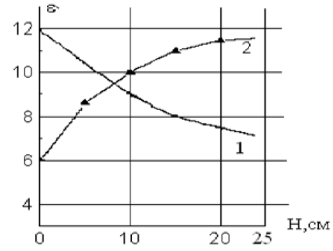


Рис. 1. Профильное распределение диэлектрических характеристик почвогрунтов

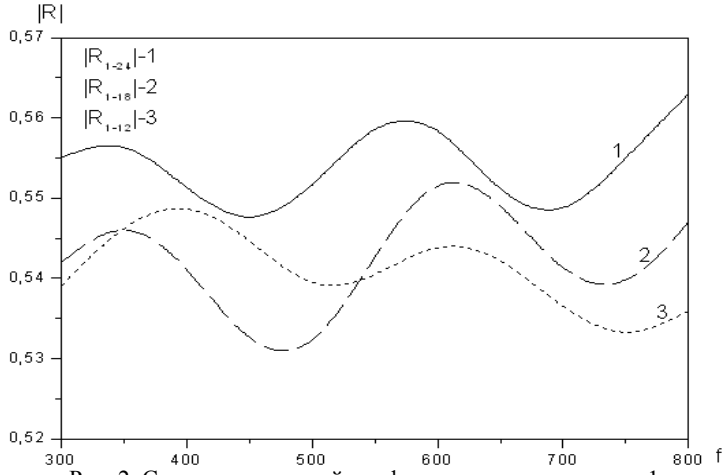


Рис. 2. Сравнение моделей профильного распределения 1

На рис. 2 приведены зависимости |R|(f) для различных моделей профильного распределения 1. Кривая *1* соответствует 24-слойной модели, кривая *2* – 18-слойной модели, кривая *3* – 12-слойной модели (дискрет 2,2 см). Анализ кривых на рис. 2 позволяет утверждать, что 12-слойная модель, рассчитанная по экспериментальным частотам (кривая *3*), дает результаты, удовлетворительно совпадающие с результатами для 24-слойной модели.

На рис. 3 и 4 показаны зависимости модуля коэффициента отражения в однородной и неоднородной средах и глубины залегания неоднородности для профильного распределения 1 и 2.

Толщина неоднородности (*T*) равна 0,1 м с диэлектрической проницаемостью (ε), равной 2,5.

Кривые *1* на рис. 1. и 2. показывают модуль коэффициента отражения в невозмущенной среде. Кривые *2* показывают модуль коэффициента отражения в возмущенной среде с неоднородностью, находя-

щейся вровень с поверхностью. Кривые *3* и *4* соответствуют неоднородностям с глубиной залегания 5 и 10 см.

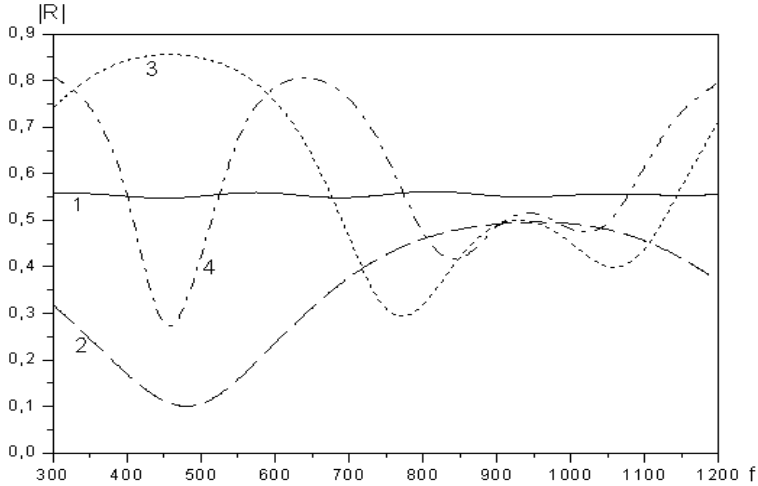


Рис. 3. Сравнение модулей коэффициента отражения невозмущенной и возмущенной среды для распределения 1

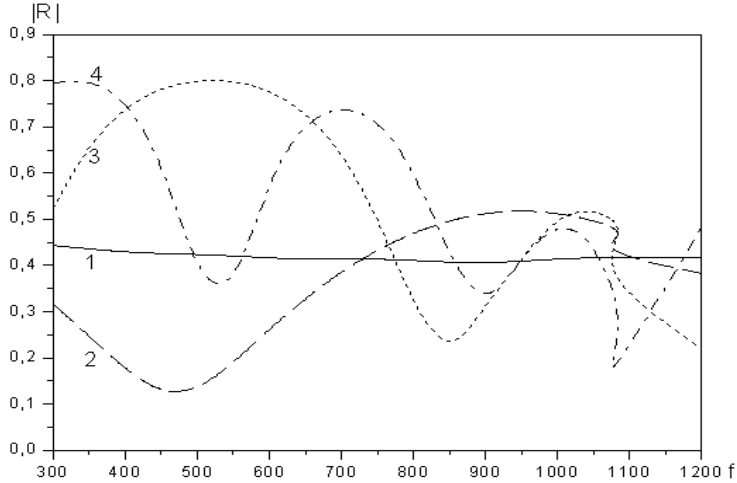


Рис. 4. Сравнение модулей коэффициента отражения невозмущенной и возмущенной среды для распределения 2

Анализируя кривые на рис. 3 и 4, можно сделать вывод, что появление неоднородности оказывает существенное изменение на модуль коэффициента отражения.

Была разработана модель для исследования влияния неоднородного распределения диэлектрических параметров в почвогрунтах на формирование коэффициента отражения. Показано, что для корректной интерпретации результатов подповерхностного зондирования почвогрунтов и тонких диэлектрических слоев необходимо учитывать влияние профильного распределения ε, обусловленного климатическими и погодными факторами.

Результаты проведенных исследований предполагается использоваться для изучения прохождения сверхширокополосных импульсных радиосигналов через природные среды и разработки алгоритмов восстановления таких сигналов при решении задач обнаружения малоконтрастных малоразмерных объектов [3].

ЛИТЕРАТУРА

1. Шутко А.М. СВЧ-радиометрия водной поверхности и почвогрунтов. М.: Наука, 1986.

2. Радугин О.К. Теорема о связи решений задач о поле вертикального и горизонтального диполей // Изв. вузов. Физика. 1966. №6. С. 86–90.

3. Загоскин В.В., Шостак А.С., Лукьянов С.П. Влияния профильных распределений диэлектрических характеристик почвогрунтов и тонких слоев сред на коэффициент отражения при зондировании плоскими горизонтально-поляризованными волнами в СВЧ-диапазоне // Журнал радиоэлектроники. 1999. №8. 24 авг.

ОБЩИЕ ТРЕБОВАНИЯ К ПЕЧАТНЫМ УЗЛАМ В ПРИБОРАХ С ПОВЫШЕННЫМИ ТРЕБОВАНИЯМИ

Т.Н. Шуклина, студентка каф. КИБЭВС

Научный руководитель С.А. Водопьянов, нач. конструкторского бюро ОАО «НПЦ «Полюс»

г. Томск, ТУСУР, tatiana.shuklina@gmail.com

Печатные платы (ПП) – это элементы конструкции, которые состоят из плоских проводников в виде участков металлизированного покрытия, размещенных на диэлектрическом основании и обеспечивающих соединение элементов электрической цепи. Они получили широкое распространение в производстве модулей, ячеек и блоков РЭА благодаря следующим преимуществам по сравнению с традиционным объемным монтажом проводниками и кабелями:

− повышение плотности размещения компонентов и плотности монтажных соединений, возможность существенного уменьшения габаритов и веса изделий;

− получение печатных проводников, экранирующих поверхностей и электро- и радиодеталей (ЭРЭ) в одном технологическом цикле;

− гарантированная стабильность и повторяемость электрических характеристик (проводимости, паразитных емкости и индуктивности);

− повышение быстродействия и помехозащищенности схем;

− повышенная стойкость и климатическим и механическим воздействиям;

− унификация и стандартизация конструктивных и технологических решений;

− увеличение надежности узлов, блоков и устройства в целом;

− улучшение технологичности за счет комплексной автоматизации монтажно-сборочных и контрольно-регулировочных работ;

− снижение трудоемкости, материалоемкости и себестоимости.

К недостаткам следует отнести сложность внесения изменений в конструкцию и ограниченную ремонтопригодность.

Элементами ПП являются диэлектрическое основание, металлическое покрытие в виде рисунка печатных проводников и контактных площадок, монтажные и фиксирующие отверстия.

На основании преимуществ печатных плат к ним предъявляется ряд требований, которые должны соблюдаться в обязательном порядке при проектировании печатной платы. При выполнении работы над размещением компонентов и трассировке проводников печатной платы для прибора с повышенными требованиями были соблюдены требования национальных стандартов и стандартов предприятия, распространяемых на двусторонние печатные платы. Рассмотрим некоторые из них. На основании ГОСТ 23752–79 печатная плата должна обеспечивать свою работоспособность при воздействии на нее климатических факторов одной из четырех групп жесткости [1]. Так как группа жесткости не была установлена конструктором, печатная плата соответствует 3-й группе жесткости. После изготовления плата должна пройти испытание на проверку устойчивости к кратковременному воздействию повышенной температуры (термоудар), которое проводится в кремнийорганической жидкости. После проведения испытания на плате должны отсутствовать набухание, отслоение и растрескивание покрытия.

Согласно ГОСТ 23664–79 монтажные и фиксирующие отверстия расположены в соответствии с требованиями чертежа и имеют допустимые отклонения, определяемые классом точности печатной платы [2]. Для повышения надежности паяных соединений рекомендовано покрыть внутреннюю поверхность монтажных отверстий слоем меди толщиной не менее 25 мкм. Покрытие должно быть сплошным, без включений, пластичным, с мелкокристаллической структурой и проч-

но сцепленным с диэлектрическим основанием. После циклического воздействия изменения температур сопротивление перехода металлизированного отверстия не должно отличаться более чем на 20% от значения сопротивления в нормальных климатических условиях.

Следующее ограничение, определяемое требованиями прочности и плотности монтажа, – максимальный размер стороны ПП не превышает 500 мм. Выбор материала ПП, способ ее изготовления, класс плотности монтажа осуществлены на стадии эскизного проектирования, так как эти характеристики определяют многие электрические параметры устройства. Материалом платы является стеклотекстолит DE 104 1,5 H035/H035 IPC – 4101 C/21. По краям платы предусмотрена технологическая зона шириной не менее 1 мм. Размещение установочных и других отверстий, а также печатных проводников в этой зоне не допускалось.

Оптимальная трассировка межсоединений в печатной плате заключается в том, чтобы, добиваясь максимальной плотности их размещения, стремиться сделать сигнальные связи как можно короче, особенно те цепи, которые в большой степени отвечают за скорость распространения сигналов, а значит, за быстродействие и надежность изделия. При трассировке платы применялась минимизация длины межсоединений, сокращая количество межслойных переходов (металлизированных отверстий), что уменьшило паразитные связи, емкостные и индуктивные потери и другие негативные факторы при передаче сигналов. На основании практических методов, применяемых при трассировке и компоновке элементов, применялось резервирование на печатной плате. В частности, были определены позиции для дополнительных металлизированных отверстий в случае повреждения рядом располагающегося отверстия. Для механической прочности было увеличено количество крепежных точек на печатной плате. Также при расположении элементов соблюдалось равномерное распределение элементов по поверхности платы, что обеспечивает равномерное распределение массы на печатной плате.

Приведенные данные полезны при осваивании проектирования печатных плат. Указанные стандартные требования должны соблюдаться при проектировании любой печатной платы.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ 23752–79. Платы печатные. Общие технические условия.
2. ГОСТ 23664–79. Платы печатные. Получение монтажных и подлежащих металлизации отверстий. Требования к типовым технологическим процессам.

ПРИМЕНЕНИЕ ПРОГРАММЫ HFSS В КАЧЕСТВЕ УЧЕБНОГО ПО ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЧ-УСТРОЙСТВ. АНАЛИЗ ШИРОКОПОЛОСНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ЭЛЕМЕНТАМИ ВИВАЛЬДИ

Т.Т. Сопуев, студент

Научный руководитель А.С. Шостак, проф.

г. Томск, ТУСУР, каф. КИПР, 0tetris0.t@gmail.com

Проект ГПО КИПР-0702 – «Разработка и исследование методов и систем дистанционного зондирования природных сред радиолокационным способом»

Цель работы – наглядная демонстрация удобности применения программы моделирования СВЧ-устройств HFSS 13.0 при анализе и сравнении антенн, соответственно, допустимость использования данной программы в качестве учебного ПО.

Приведена оценка широкополосности антенной решетки с элементами Вивальди. Приведены результаты моделирования в HFSS 13.0 одноэлементной антенны Вивальди и антенной решетки с 4 элементами Вивальди; частота моделирования 10 ГГц.

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 функционирования 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.

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 [3].

Далее приведены результаты моделирования антенны Вивальди и антенной решетки с элементами Вивальди; частота моделирования 10 ГГц в обоих случаях (рис. 4).

С развитием систем радиомониторинга чаще используются широкополосные антенные решетки (АР) [1], в связи с чем в последнее время важной задачей является расширение полосы рабочих частот таких антенных систем. Одним из препятствий на этом пути является то, что при определенных соотношениях длины волны и расстояния между элементами АР диаграмма направленности (ДН) решетки искажается за счет возникновения дополнительных дифракционных максимумов, чем ограничивается рабочая полоса частот.

Характеристикой полосы пропускания антенной системы является коэффициент перекрытия по частоте K_f, под которым понимается отношение верхней $f_{\max}$ и нижней $f_{\min}$ граничных частот полосы при сохранении основных характеристик ДН АР [1]:

$$K_f = \frac{f_{\max}}{f_{\min}}.$$

Широкополосными обычно считаются системы с K_f более 1,25 [1]. Диаграмма направленности АР $f(\theta,\varphi)$ описывает зависимость амплитуды излучения от направления излучения от углов θ и φ в сферической системе координат. Обычно она представляется в виде произведения ДН элемента решетки $F_1(\theta,\varphi)$ на так называемый множитель решетки $F_\Sigma(\theta,\varphi)$:

$$f(\theta,\varphi) = F_1(\theta,\varphi) F_\Sigma(\theta,\varphi).$$

Антенна Вивальди, имеющая в настоящее время широкое распространение, представляет собой прямоугольную плоскую диэлектрическую пластинку длиной L и шириной W с проводящим покрытием специальной конфигурации на обеих ее сторонах, как это показано на рис. 1. Такая антенна имеет однонаправленную ДН с максимумом в направлении оси OZ. Описание конструкции и характеристики этой антенны приведены в работе [2]. Максимальная длина волны, принимаемая антенной Вивальди, – $\lambda_{\max}$, и соответственно АР из таких элементов определяется ее размером W и не может быть больше чем

$$\lambda_{\max} = 2W.$$

Для расширения полосы пропускания необходимо увеличить максимальную длину волны $\lambda_{\max}$ и уменьшить минимальную длину волны $\lambda_{\min}$, принимаемой АР. Следовательно, для расширения полосы рабочих частот необходимо увеличивать размер W, который не может быть больше шага решетки d. Стремление увеличить шаг решетки d приводит к возникновению дифракционных максимумов.

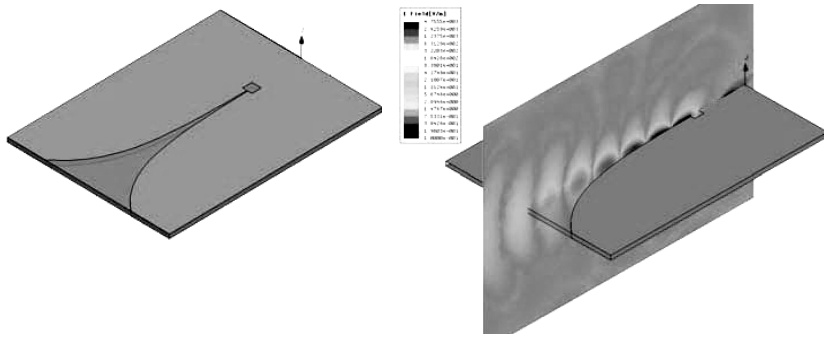


Рис. 1. Антенна Вивальди, частота моделирования 10 ГГц

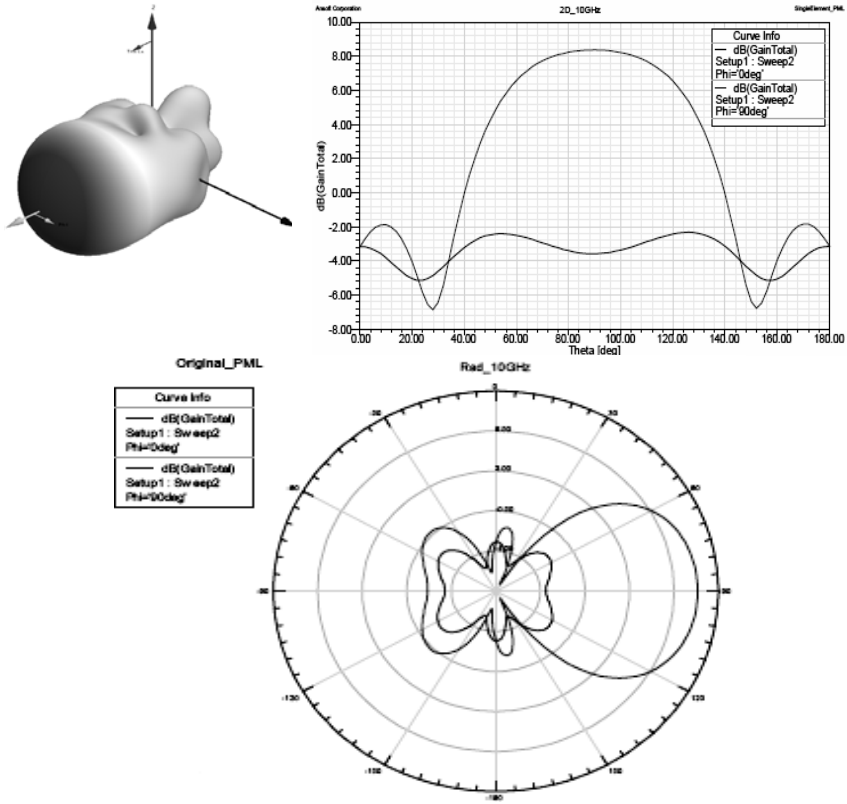


Рис. 2. Диаграммы направленности антенны Вивальди,
частота моделирования 10 ГГц (объемная и классическая)

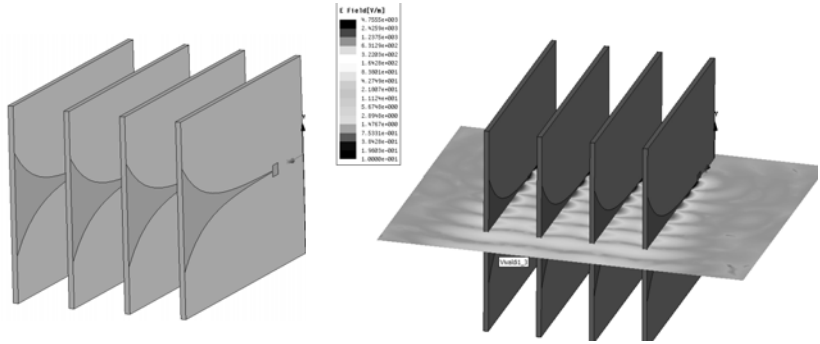


Рис. 3. Четырехэлементная антенная решетка с элементами Вивальди, частота моделирования 10 ГГц

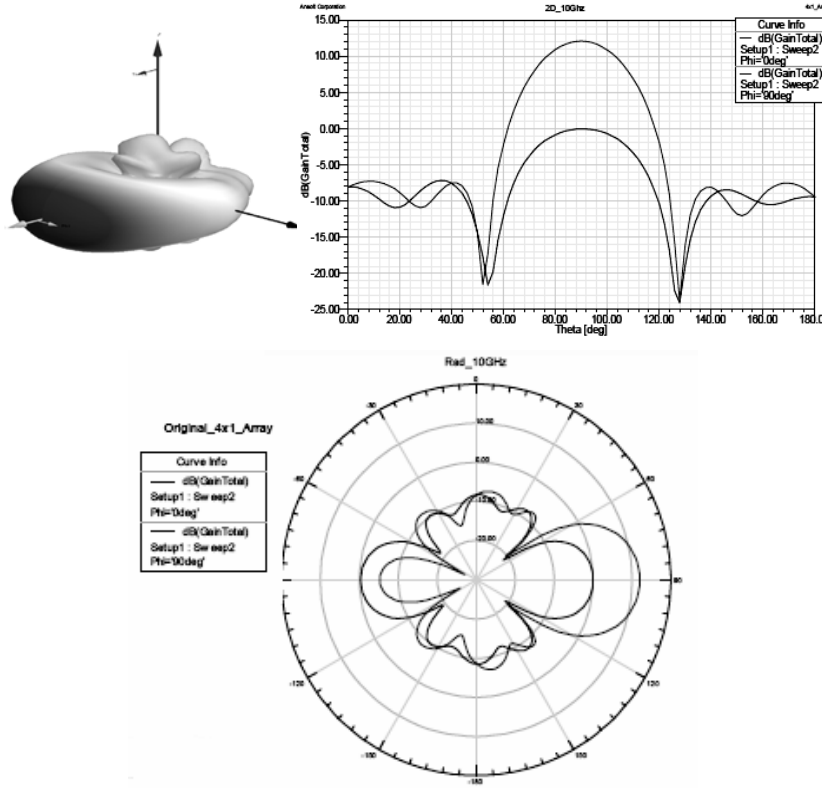


Рис. 4. Диаграммы направленности четырехэлементной антенной решетки (объемная и классическая)

Выводы. Программа моделирования HFSS является мощным и удобным инструментом при анализе различных типов антенн и других видов СВЧ-устройств. Простота в освоении, удобная графическая оболочка и широкий инструментарий могут являться хорошим подспорьем для облегчения и улучшения учебного процесса студентов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Зарубежные радиоэлектронные средства / Под ред. Ю.М. Перунова: в 4 кн. Кн. 3: Антенны. М.: Радиотехника, 2010. 400 с.

2. Куприц В.Ю. Оптимизация расположения антенных элементов Вивальди в широкополосных антенных решетках / В.Ю. Куприц, А.А. Мещеряков // Доклады ТУСУРа. 2010. № 1 (21), ч. 2. С. 45–49.

3. Банков С.Е., Гутцайт Э.М., Курушин А.А. Решение оптических и СВЧ-задач с помощью HFSS. М.: Оркада, 2012. 250 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КРУГОВОГО ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО ОТНОШЕНИЯ В ЗАДАЧАХ РАДИОЛОКАЦИИ

Д.Г. Старосек, А. Ким, студенты

Научный руководитель А.В. Пепеляев, аспирант каф. КИПР

г. Томск, ТУСУР, kriptokarino@mail.ru

Проект ГПО КИПР-1201 – «Моделирование сложных электромагнитных структур с использованием САПР»

В перспективных радиолокационных системах (РЛС), использующих сигналы с поляризационной структурой, селекция стабильных целей на фоне пассивных помех представляет собой достаточно сложную задачу. Для решения задач обнаружения и оценки эффективности РЛС используются различные способы обработки сигналов.

Одно из перспективных направлений повышения эффективности алгоритмов обнаружения целей и распознавания образов связано с использованием кругового поляризационного отношения (КПО).

Данный способ может быть использован в поляризационных радиолокаторах с повышенной информативной способностью при дистанционном зондировании природных сред и объектов.

При отражении волна круговой поляризации от различных объектов в общем случае становится эллиптически поляризованной. Эллиптически поляризованную волну можно разложить на две волны круговой поляризации с противоположными направлениями вращения амплитудами E_R и E_L. Данное разложение показано на рис. 1.

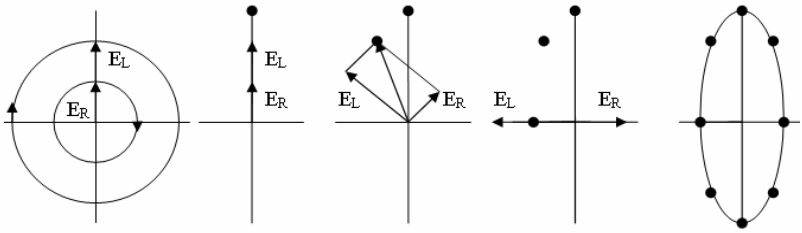


Рис. 1. Разложение эллиптически поляризованной волны на две волны с ортогональными круговыми поляризациями

Отношение этих амплитуд дает так называемое круговое поляризационное отношение

$$\left|\dot{P}_{RL}\right| = \left|\frac{\dot{E}_R}{\dot{E}_L}\right|,$$

$$\left|\dot{P}_{RL}\right| = tg\left(\alpha + \frac{\pi}{4}\right),$$

здесь α – угол эллиптичности

$$0 < \left|\dot{P}_{RL}\right| < \infty .$$

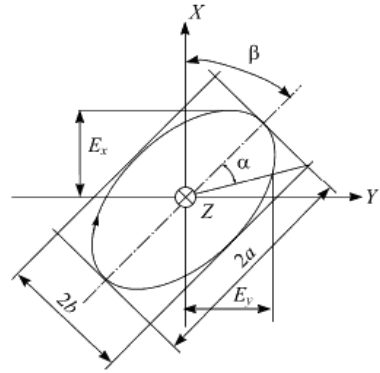


Рис. 2. Параметры поляризационного эллипса

Размах измеряемых величин очень неудобен для анализа. Для этого мы произведем дробно-линейное преобразование которое позволит нам работать на более удобном диапазоне от –1 до 1:

$$\frac{\left|\dot{P}_{RL}\right| - 1}{\left|\dot{P}_{RL}\right| + 1} = \left|\dot{\mu}\right| = \mathrm{tg}\,\alpha ,$$

после чего $-1 < \dot{P}_{RL} < 1$.

Теперь КПО соответствует (рис. 3):

– отражению от трехгранного уголкового отражателя – «–1»;

– отражению от диполя – «0»;

– отражению от двухгранного уголкового отражателя – «1».

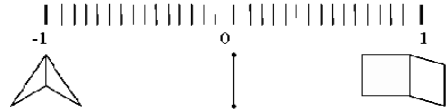


Рис. 3. Интервал изменения модуля КПО после дробно-линейного преобразования

Этот параметр наряду с энергетическим параметром может различать объекты на фоне других объектов.

Заключение. Использование КПО совместно с традиционными параметрами (амплитудой, доплеровской частотой, фазой) позволяет значительно расширить поле информативных признаков, что позволит решать эффективно задачи, связанные с распознаванием и идентификацией объектов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Канарейкин Д.Б., Павлов Н.Ф., Потехин В.А. Поляризация радиолокационных сигналов. М.: Сов. радио, 1966. 440 с.

2. Татаринов В.Н., Татаринов С.В., Лигхарт Л.П. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Т. 1. Поляризация плоских электромагнитных волн и ее преобразования. Томск: Изд-во Том. ун-та, 2006. 380 с. (сер. Поляризация радиоволн. Вып. 2. Ред. сер. А.И. Козлов).

3. Лукьянов С.П. Эффективность поляризационных радиолокаторов в задаче обнаружения стабильных целей на фоне пассивных помех // Радиолектроника. 2000. №5.

РАЗРАБОТКА МОДЕЛЕЙ ЦИФРОВЫХ КОМПОНЕНТОВ РОССИЙСКОГО ПРОИЗВОДСТВА НА ЯЗЫКЕ SIMCODE

А.С. Васильева, А.С. Мельникова, студентки

Научный руководитель Д.В. Озёркин, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. КИПР, al_mirra@sibmail.com, Net_ta@sibmail.com

Проект ГПО КИПР-0901 – «Разработка библиотеки SPICE-моделей электронной компонентной базы российского производства»

В настоящее время актуальной задачей на ранних стадиях проектирования РЭА является компьютерное моделирование электрических схем. При этом адекватность моделирования во многом зависит от того, насколько корректны математические модели электронных компонентов, входящих в схему. В России, в отличие от зарубежных компаний, практика поставки электронных компонентов вместе с математическими моделями не сложилась, в связи с чем возникает проблема создания собственных моделей компонентов отечественного производства.

Из-за сложности цифровых устройств в большинстве случаев нецелесообразно использовать при их моделировании стандартные, неуправляемые событиями SPICE-команды и SPICE-модели. По этой причине некоторые современные «электрические» САПР включают в себя специальный описательный язык, позволяющий моделировать

цифровые устройства более эффективно по сравнению с классическим SPICE-моделированием. В частности, широко распространенный в России программный комплекс Altium Designer, пришедший на смену P-CAD, имеет язык описания цифровых компонентов Digital SimCode.

Digital SimCode является патентованным языком, поэтому устройства, созданные с его помощью, не совместимы с другими программами моделирования.

В данной статье подробно рассмотрен процесс разработки модели микросхемы 1526СА1.

1526СА1 – цифровая микросхема, выполненная по схемотехнологии КМОП. Она представляет собой двенадцатиразрядную схему сравнения. Микросхема выполняет функцию проверки на нечетность / четность входного двоичного числа.

Эта функция реализуется следующим образом. При проверке на нечетность – если количество единиц в разрядной сетке нечетно, то на выходе появится единица. Аналогично реализован принцип проверки на четность.

Рассмотрим процесс разработки модели поэтапно.

Первый этап включает в себя поиск информации. В нем при помощи различных источников аккумулируется информация о принципе работы микросхемы, предельных и номинальных параметрах, графическая информация и пр. В справочных материалах находятся такие необходимые данные, как таблица истинности, времена задержки переключения, максимальные и минимальные значения токов и напряжений, мощность и др.

Второй этап – создание модели. Для создания модели используется программный комплекс Altium Designer. Он позволяет создавать и редактировать условное графическое обозначение (УГО) компонента, расположение вентилей и выводов. УГО компонента должно быть подкреплено описанием на языке SimCode, которое будет являться математической частью модели. Рассмотрим процесс создания SimCode модели.

Микросхема 1526СА1 имеет 12 информационных входов, служебный вход разрешения и один выход (рис. 1).

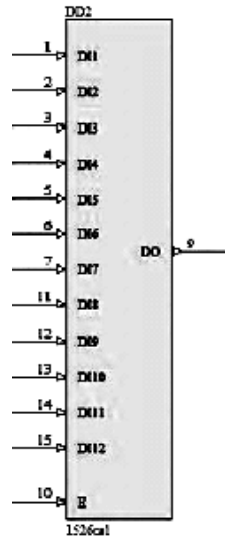


Рис. 1. УГО микросхемы 1526СА1, разработанное в Altium Designer

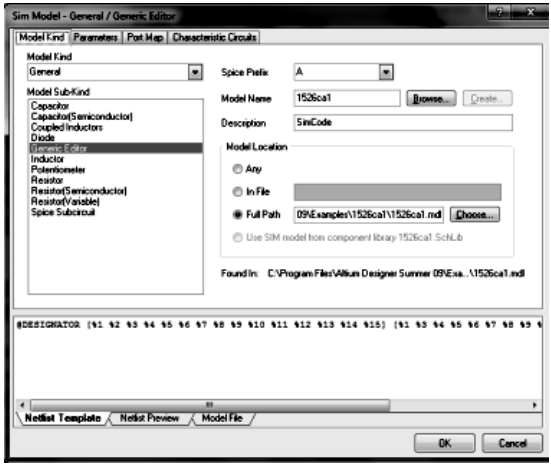


Рис. 2. Диалоговое окно для связывания УГО и математической модели компонента

Третий этап – определение данных для связи УГО с математической моделью. Заполняем библиотечные текстовые поля. Эти данные представлены на рис. 2.

Четвертый этап – создание промежуточного файла связи модели (файл с расширением .mdl), который связывает УГО с ASCII-файлом SimCode модели.

Пятый этап – запись исходного кода для файла SimCode модели. Его можно создать в текстовом редакторе в формате ASCII. Тело программы состоит из семи разделов, принцип работы микросхемы в них кодируется логическими функциями. Заметим, что этот этап является наиболее ответственным и трудоемким. От правильности написанного исходного текста программы на языке SimCode напрямую зависит адекватность разрабатываемой модели.

Шестой этап – это создание компилированного файла SimCode модели. Встроенный в Altium Designer компилятор позволяет эффективно создавать исполнительные файлы программ. При этом при повторных запусках на моделирование уже отлаженного проекта нет необходимости заново проходить процесс компиляции. В результате происходит экономия временных ресурсов, повышаются быстродействие и производительность процесса моделирования.

На седьмом этапе происходит разработка электрической схемы включения. В Altium Designer содержится достаточно обширная встроенная библиотека компонентов, которой можно воспользоваться на этом этапе работы.

На рис. 3 изображена схема включения, используемая для тестирования микросхемы 1526СА1. На ней представлены два источника: V1 и V5. Источник V1 – это источник тактовых сигналов для обеспечения работы счетчика DD1. Источник V5 изменяет режимы проверки четности/нечетности.

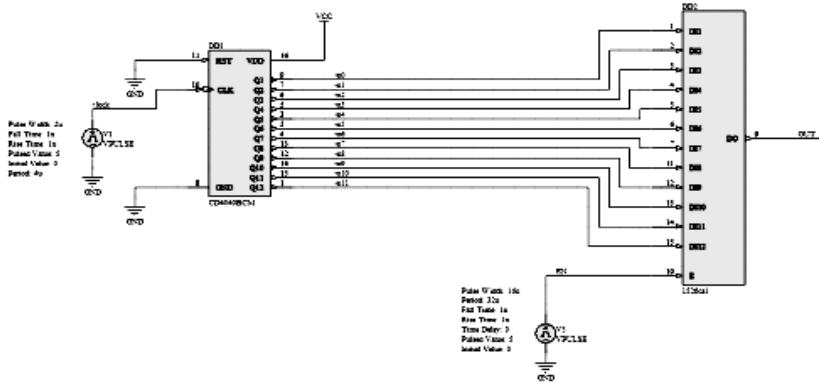
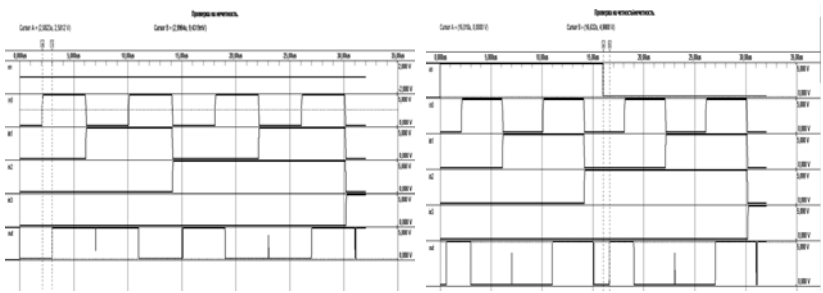


Рис. 3. Схема включения микросхемы 1526СА1

Заключительный этап – проверка работоспособности разработанной модели. Для этого проводится анализ во временной области, результат которого – диаграммы – представлены на рис. 4.

Для наглядности результатов и удобства их представления рассмотрим поведение четырех младших разрядов: in0, in1, in2, in3. При проверке на нечетность, в случае когда на входы подается четное число единиц, на выходе наблюдаем ноль, и наоборот – при нечетном числе единиц на входах на выходе наблюдается единица. Время задержки составляет 900 нс, что согласуется со справочными данными (диаграмма *а*).

На диаграмме *б* сигнал на входе EN изменяется с единицы на ноль – схема из режима проверки на четность переходит в режим проверки на нечетность. При этом задержка составляет 600 нс, поскольку особенностью этой микросхемы является разное время распространения сигналов от входа EN до выхода по сравнению с остальными случаями.



а *б*

Рис. 4. Диаграммы работы микросхемы 1526СА1

Заключение. Анализ диаграмм позволяет сделать вывод, что разработанная математическая модель на языке SimCode адекватна. В итоге полученную модель необходимо добавить в библиотеку моделей отечественного производства.

Рассмотренная технология создания SimCode моделей цифровых компонентов отечественной элементной базы может служить эффективным способом пополнения библиотек математических моделей для схемотехнического моделирования.

Работа выполнена в рамках проекта ГПО КИПР 0901 – «Разработка SPICE-моделей электронной компонентной базы российского производства» по заказу ОАО ИСС (г. Железногорск).

ЛИТЕРАТУРА

1. Потапов Ю.В. Система проектирования печатных плат PROTEL. М.: Горячая Линия – Телеком, 2003. 704 с.

2. Сабунин А.Е. Altium Designer. Новые решения в проектировании электронных устройств. М.: Солон-пресс, 2009. 432 с.

ФОРМИРОВАНИЕ ВРАЩАЮЩЕЙСЯ ЛИНЕЙНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СПИРАЛЬНЫХ АНТЕНН ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

К.Ф. Аджахунов, М.С. Ветошкин, И.В. Пичуев

Научный руководитель В.Н. Татаринов, д.т.н., проф.

г.Томск, ТУСУР, каф. КИПР, sevenfour@sibmail.com

Проект ГПО КИПР-0701 – «Разработка и проектирование радиолокатора нового поколения с повышенной информационной способностью»

В задаче зондирования и обнаружения объектов используется вращающаяся линейная поляризация излучения РЛС. Однако электромеханическое вращение не позволяет получить вращение поляризации с высокой частотой. Данная работа посвящена попытке реализации электрического метода вращения плоскости поляризации.

Если электрический вектор плоской волны линейно поляризован вдоль некоторого направления, ориентированного под углом θ к положительному направлению оси *OX*, то вектор Джонса этой волны можно записать в виде

$$\vec{E} = \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} e^{j\omega_0 t},$$

где $e^{j\omega_0 t}$ – колебание несущей частоты.

Проведем замену угла θ на Ωt, чтобы производить дальнейший анализ относительно полной фазы поляризационно-ортогональных составляющих:

$$\vec{E} = \begin{bmatrix} \cos\Omega t \\ \sin\Omega t \end{bmatrix} e^{j\omega_0 t}.$$

Для этого воспользуемся формулами Эйлера, что позволяет записать

$$\frac{1}{2}\begin{bmatrix} \left(e^{j\Omega t} + e^{-j\Omega t}\right) \\ \frac{1}{j}\left(e^{j\Omega t} + e^{-j\Omega t}\right) \end{bmatrix} e^{j\omega_0 t} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} \left(e^{j\Omega t} + e^{-j\Omega t}\right) \\ \left(-je^{j\Omega t} + je^{-j\Omega t}\right) \end{bmatrix} e^{j\omega_0 t} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} \left(e^{j(\omega_0+\Omega)t} + e^{j(\omega_0-\Omega)t}\right) \\ \left(-je^{j(\omega_0+\Omega)t} + je^{j(\omega_0-\Omega)t}\right) \end{bmatrix}.$$

После простейших преобразований получим

$$\frac{1}{2}\begin{bmatrix} \left(e^{j(\omega_0+\Omega)t} + e^{j(\omega_0-\Omega)t}\right) \\ \left(e^{j\left[(\omega_0+\Omega)t-\frac{\pi}{2}\right]} + e^{j\left[(\omega_0-\Omega)t+\frac{\pi}{2}\right]}\right) \end{bmatrix} = \frac{1}{2}\begin{bmatrix} e^{j(\omega_0+\Omega)t} \\ e^{j\left[(\omega_0+\Omega)t-\frac{\pi}{2}\right]} \end{bmatrix} + \frac{1}{2}\begin{bmatrix} e^{j(\omega_0-\Omega)t} \\ e^{j\left[(\omega_0-\Omega)t+\frac{\pi}{2}\right]} \end{bmatrix} =$$

$$= \frac{1}{2}\begin{bmatrix} 1 \\ -j \end{bmatrix} e^{j(\omega_0+\Omega)t} + \frac{1}{2}\begin{bmatrix} 1 \\ j \end{bmatrix} e^{j(\omega_0-\Omega)t}.$$

Из последнего выражения следует, что волна, обладающая вращающейся линейной поляризацией, есть не что иное, как сумма двух ортогонально поляризованных волн левого и правого направления вращения, несущие частоты которых разнесены на величину 2Ω.

Интерпретировать это выражение можно на примере так называемой балансной модуляции, при которой спектр модулированного сигнала содержит только две боковые частоты при подавленной несущей.

Отсюда следует, что вращающаяся линейная поляризация может быть реализована с помощью двух спиральных антенн, излучающих сигнал с разносом частот 2Ω.

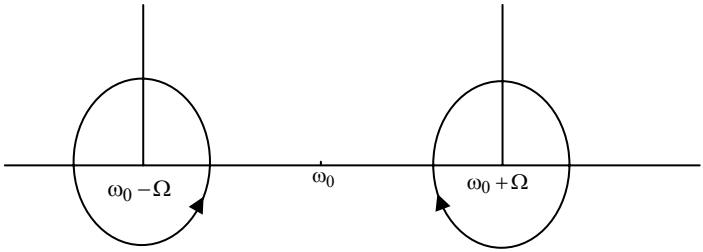


Рис. 1. Спектр сигнала при балансной модуляции

Диаграммы направленности этих спиральных антенн отличаться не будут. Их вид изображен на рис. 2 и 3.

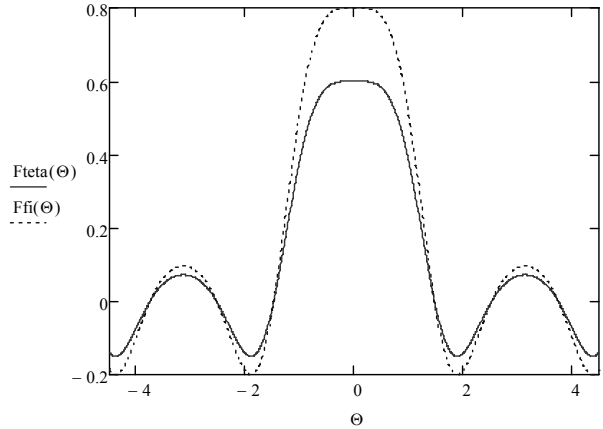


Рис. 2. Диаграмма направленности в декартовой системе координат

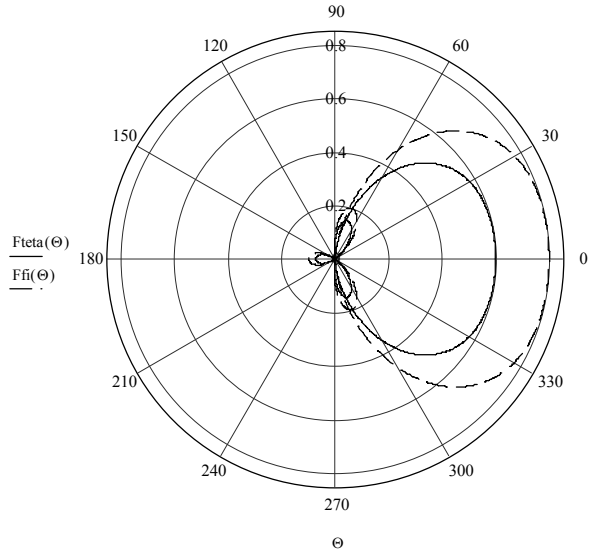


Рис. 3. Диаграмма направленности в полярной системе координат

ЛИТЕРАТУРА

1. Татаринов В.Н. Введение в современную теорию поляризации радиолокационных сигналов. Т. 1. Томск: Изд. Том. ун-та, 2006. 379 с.

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.*

РАСШИРЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ АМПЛИТУДОЙ ИМПУЛЬСОВ

Р.Ш. Ахтямов, магистрант
г. Томск, ТУСУР, akhtyamov90@gmail.com
Проект ГПО РЗИ-902 – «Устройства регулирования, модуляции и ограничения амплитуды мощных периодических и импульсных сигналов»

На сегодняшний день задача управления амплитудой мощных импульсных сигналов возникает в самых разных отраслях, таких как радиолокация и радионавигация, медицина и промышленность. Для решения подобных задач в [1–5] предлагаются различные варианты устройств управления (УУ), представляющие собой варианты двух основных схем: с последовательным и параллельным включением транзистора (рис. 1 и 2). Принцип работы данных схем во многом идентичен и основан на свойстве биполярного транзистора играть роль самоуправляемого ограничителя однополярных импульсов [6].

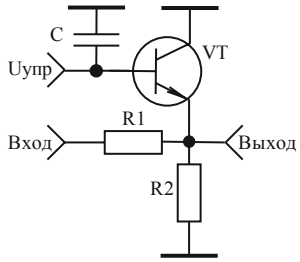


Рис. 1. Принципиальная схема УУ с параллельным включением нагрузки и транзистора

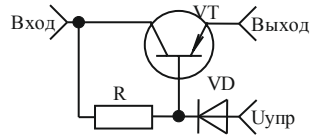


Рис. 2. Принципиальная схема УУ с последовательным включением транзистора и нагрузки

Данные схемные решения работают с входными сигналами до максимально допустимого напряжения коллектор–эмиттер используемого транзистора. Это существенно ограничивает выбор типов транзисторов, которые должны в ряде случаев иметь малые габариты. При этом требование миниатюрности является одним из ключевых для УУ.

Для решения данной проблемы предлагается модернизировать схему, приведенную на рис. 2, включив в тракт передачи два транзистора последовательно. В результате получим схему, приведенную на рис. 3. В схеме транзисторы VT1 и VT2, диоды VD1 и VD2 должны быть идентичны.

Предлагаемое УУ (см. рис. 3) состоит из входа и выхода устройства регулирования; двух последовательно соединённых биполярных транзисторов, коллектор первого соединён со входом устройства регулирования, эмиттер второго – с выходом устройства регулирования, базы обоих транзисторов через диоды соединены соответственно к двум подвижным контактам сдвоенного потенциометра, параллельно переходам коллектор–база транзисторов подключены резисторы. Также в схеме присутствуют два конденсатора, соединенные с подвижными контактами потенциометра и с общим для всего устройства проводником.

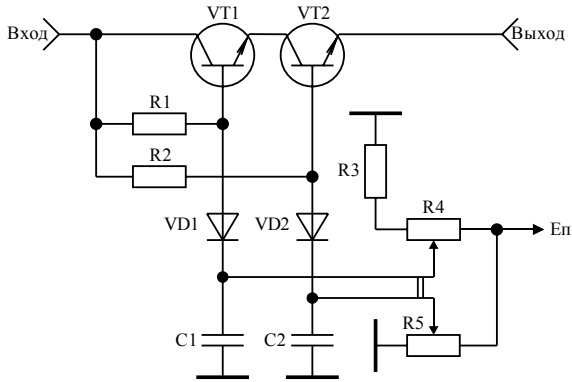


Рис. 3. Предлагаемое устройство управления

Предлагаемое УУ работает следующим образом. При подаче на вход устройства управления импульсов, имеющих амплитуду, превышающую значение постоянного напряжения, установленного на подвижном контакте первого переменного резистора R4, полупроводниковый диод VD1 открывается, и на базе биполярного транзистора VT1 устанавливается напряжение, равное напряжению на подвижном контакте первого переменного резистора R4. Как только амплитуда импульса на выходе устройства управления станет равной напряжению на подвижном контакте первого переменного резистора R4, биполярный транзистор VT1 открывается. При открывании биполярного транзистора VT1 возрастающее напряжение на его коллекторе приводит к открыванию дополнительного полупроводникового диода VD2. На базе дополнительного биполярного транзистора VT2 устанавливается

напряжение, равное напряжению на подвижном контакте второго переменного резистора R5. Дополнительный биполярный транзистор VT2, также как и биполярный транзистор VT1, открывается, что препятствует дальнейшему росту импульсного тока в нагрузке. Поскольку напряжение на базе дополнительного биполярного транзистора VT2 всегда вдвое меньше напряжения на базе биполярного транзистора VT1, напряжения на переходах коллектор–эмиттер биполярного транзистора VT1 и дополнительного биполярного транзистора VT2 будут всегда равными. Исходя из этого, максимальная амплитуда сигналов на выходе устройства управления может достигать значения, равного удвоенной величине допустимого напряжения на переходах коллектор–эмиттер биполярного транзистора VT1 и дополнительного биполярного транзистора VT2.

Таким образом, при равенстве сопротивлений резисторов R3 и R4, УУ позволяет осуществлять регулировку выходного напряжения от нескольких вольт до удвоенного значения допустимого напряжения коллектор–эмиттер используемых управляющих транзисторов VT1 и VT2.

В качестве проверки предлагаемого УУ на работоспособность было выполнено моделирование его работы в среде MultiSim. Рассматривалась работа с различными моделями транзисторов, различными частотами импульсов на входе.

Подтверждена работоспособность схемы, а также её соответствие выдвигаемым требованиям. По результатам работы поданы заявки на изобретение.

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., Семенов А.В., Пушкарев В.П. Устройство управления амплитудой мощных импульсных сигналов. Патент РФ № 2429558. Опубл. 20.09.2011, Бюл. № 26.

3. 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.

4. Титов А.А., Семёнов А.В. Устройство регулирования амплитуды высоковольтных однополярных импульсов. Заявка на изобретение РФ № 2011117238. Приоритет от 28.04.2011.

5. 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.

6. Пушкарев В.П., Титов А.А., Юрченко В.И. Режимные характеристики импульсного генератора на диодах Ганна типа 3А762 // Доклады ТУСУРа. 2010. № 2. С. 138–141.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ВИОЛЫ–ДЖОНСА К ЗАДАЧЕ РАСПОЗНАВАНИЯ ВАСКУЛЯРНОГО РИСУНКА РУКИ

Н.Н. Алексеева, студентка
Научный руководитель А.В. Максимов, ст. преподаватель
г. Томск, ТУСУР, РТФ, каф. РЗИ,miss_xotton@mail.ru
Проект ГПО РЗИ-1001 – «Система контроля и управления доступом»

Задачи работы:

- определение этапа программы, на выполнение которой затрачивается наибольшее количество времени;
- оптимизация работы вышеуказанных этапов программы.

В ходе работ, выполненных в рамках проекта ГПО, была разработана программа, основанная на некоторых положениях метода Виолы–Джонса и сравнивающая два объекта, представленных в виде матриц. Алгоритм работы программы:

1. Считывание изображения и запись его в матрицу.
2. Фиксация всех возможных положений на изображении сканирующего окна.
3. Вычисление веса каждого положения сканирующего окна на изображении.
4. Сравнение положений сканирующего окна на двух изображениях при совпадении их весов, за исключением белых областей на изображении.
5. Вывод результата о совпадении или несовпадении изображений.

В качестве обрабатываемых пар изображений взяты черно-белые изображения разных размеров (рис. 1–3), выполненные в графическом редакторе Paint.

Рис. 1. Изображение 30×28 пикселей

Рис. 2. Изображение 90×60 пикселей

Рис. 3. Изображение 200×100 пикселей

В результате тестирования программы выяснено, что наименьшая длительность обработки изображений наблюдается при использовании формата изображения gif. Составлена сравнительная таблица времени обработки изображений разных размеров (табл. 1).

Первоначальная программа была разделена на следующие этапы: обработка изображения, вычисление весов положений сканирующего окна на изображении, побитовое сравнение изображений.

Таблица 1

Сравнительная таблица времени обработки изображений

Операция	Формат изображения	Размер, байт	Глубина цвета, бит	Время на обработку на процессоре Triple-core с тактовой частотой 2,41 ГГц, с
Обработка изображения 30×28 пикселей	gif	890	8	1
Обработка изображения 30×28 пикселей	gif	893	8	1
Сравнение двух изображений	gif		8	1
Обработка изображения 90×60 пикселей	gif	1024	8	9,14
Обработка изображения 90×60 пикселей	gif	1020	8	9,28
Сравнение двух изображений	gif		8	36,23
Обработка изображения 200×100 пикселей	gif	1177,6	8	122,16 (2 мин 2,16)
Обработка изображения 200×100 пикселей	gif	1177,6	8	120 (2 мин)
Сравнение двух изображений	gif		8	1122,84 (18 мин 42,84)

Наибольшая длительность работы программы наблюдается на этапах обработки и побитового сравнении изображений. Проведена оптимизация работы этих этапов с учетом того, что Matlab автоматически регулирует размеры векторов и матриц, но лучше предварительно выделить матрицы. Предварительное распределение берет на себя расходы на выделение памяти только один раз, и это гарантирует то, что матричные элементы будут храниться в смежных ячейках оперативной памяти [2]. Кроме того, в целях оптимизации сокращено количество операций присвоения в программах. Результаты оптимизации для этапа обработки и побитового сравнения изображений приведены соответственно в табл. 2 и 3.

Таблица 2

Сравнительная таблица длительности работы оптимизированной и неоптимизированной программ обработки изображения

Обработка изображения	Формат изображения	Время на обработку оптимизированной программой, с	Время на обработку не оптимизированной программой, с
30×28 пикселей	gif	1	1
90×60 пикселей	gif	1	22,77
200×100 пикселей	gif	1	474 (7 мин 54 с)

Таблица 3

Сравнительная таблица длительности работы оптимизированной и неоптимизированной программ побитового сравнения изображения

Побитовое сравнение изображений	Формат изображения	Время на обработку оптимизированной программой, с	Время на обработку не оптимизированной программой, с
30×28 пикселей	gif	1	1
90×60 пикселей	gif	3	14,8
200×100 пикселей	gif	47,85	480 (8 мин)

Заключение. Для оптимизации работы программы в пакете Matlab следует предварительно выделить область памяти, если известны размеры матрицы, сократить количество операций присвоения. Оптимизация программы позволяет сократить длительность начальной обработки изображений до доли секунд, а длительность этапа сравнения изображений – примерно в 5 раз.

ЛИТЕРАТУРА

1. Метод Виолы–Джонса (Viola–Jones) как основа для распознавания лиц [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://habrahabr.ru/blogs/algorithm/133826/, свободный (дата обращения: 23.02.2012).

2. Увеличиваем скорость вычислений в Matlab [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://habrahabr.ru/post/129550/, свободный (дата обращения: 7.11.12).

ТЁМНЫЕ НЕЧЕТНЫЕ ПРОСТРАНСТВЕННЫЕ ОПТИЧЕСКИЕ СОЛИТОНЫ В КУБИЧЕСКИХ ФОТОРЕФРАКТИВНЫХ КРИСТАЛЛАХ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКИХ КОНФИГУРАЦИЯХ

С.О. Чечулин, аспирант

Научный руководитель Р.В. Литвинов, доцент, к.ф.-м.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. РЗИ, 4e4ulinso@mail.ru

Уединенные волны, называемые солитонами, служат объектом интенсивных теоретических и практических исследований во многих областях науки, включая гидродинамику, нелинейную оптику, физику плазмы и биологию [1]. С момента обнаружения временные солитоны нашли практическое приложение при разработке протяженных волоконнооптических систем связи [2, 3]. Пространственные оптические солитоны способны распространяться в среде без изменения своего профиля за счет компенсации дифракционных эффектов нелинейными. Интерес к темным пространственным оптическим солитонам, про-

являющимся как провалы интенсивности по отношению к её постоянному (ненулевому) фону, в первую очередь связан с формированием наведенных оптических волноводов [4]. В данной работе представлены результаты анализа темных нечетных пространственных оптических солитонов в анизотропных фоторефрактивных кристаллах.

Рассмотрим распространение одномерного монохроматического светового пучка в фоторефрактивном кристалле группы симметрии 23 во внешнем постоянном электрическом поле E, приложенном перпендикулярно направлению распространения пучка. Будем считать, что поляризация пучка совпадает с поляризацией одной из двух собственных оптических мод среды: либо первой «1», либо «2». В пренебрежении межмодовым взаимодействием нелинейное уравнение Шрёдингера, описывающее эволюцию огибающей пучка, может быть получено в виде

$$i\frac{\partial}{\partial\xi}U=\frac{1}{2}\frac{\partial^2}{\partial\zeta^2}U-\frac{\delta n}{n}g\frac{i_\infty-|U|^2}{1+|U|^2}U\,, \qquad (1)$$

где U – огибающая пучка; нормированная $\sqrt{I_d}$ (I_d – темновая проводимость); $\xi=nkx$ и $\zeta=nkz$ – нормированные на волновое число k продольная (медленная) и поперечная (быстрая) координаты; n – показатель преломления невозмущенной среды; $\delta n=n^3rE/2$; r – электрооптический коэффициент; g – коэффициент, описывающий анизотропию внутримодового самовоздействия; i_∞ – значение интенсивности i при $\zeta\to\infty$. Поиск солитонного решения уравнения (1) в виде $U(\zeta,\xi)=u(\zeta)\exp(i\beta\xi)$ для нечетной вещественной пространственной зависимости огибающей $u(\zeta)=-u(-\zeta)$ и ее производной в центре пучка $u_0'=du/d\zeta|_{\zeta=0}$ приводит к следующему уравнению:

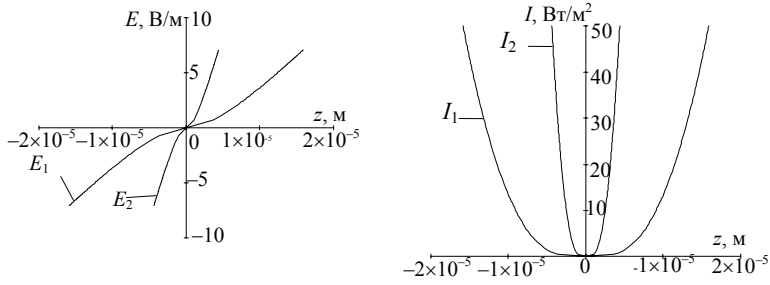
$$\frac{du}{d\zeta}=\sqrt{u_0'^2\left(1-\frac{i}{i_\infty}\right)+\frac{2\delta ng}{n}\left(i_\infty+1\right)\left(\ln\left(i_\infty+1\right)\frac{i}{i_\infty}-\ln\left(i+1\right)\right)}\,, \qquad (2)$$

которое имеет вещественное решение при выполнении условия

$$u_0'>\sqrt{\frac{2\delta ng\left(i_\infty+1\right)}{n\left(1-\left(i/i_\infty\right)\right)}\left[\ln\left(i_\infty+1\right)\left(i/i_\infty\right)-\ln\left(i+1\right)\right]}\,. \qquad (3)$$

Для продольной электрооптической конфигурации [0 0 1] и напряжения, приложенного к кристаллу E = 30 кВ/см, график зависимо-

сти интенсивности i от поперечного смещения z приведен на рис. 1. При этой конфигурации существуют как быстрая, так и медленная солитонные моды при любых значениях u_0'. На рис. 1 приведены графики зависимостей поперечного распределения поля и интенсивности для продольной э/о конфигурации, когда $u_0' = 0$.



а *б*

Рис. 1. Графики зависимостей поперечного распределения поля и интенсивности для продольной э/о конфигурации [0 0 1]

Для поперечной конфигурации [1 1 0] (рис. 2) и диагональной [1 1 1] одна мода существует при любых значениях u_0', вторая же только при выполнении условия (3).

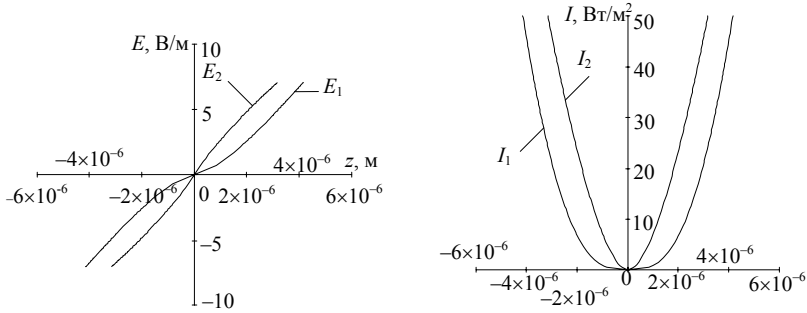


Рис. 2. Графики зависимостей поперечного распределения поля и интенсивности для поперечной э/о конфигурации [1 1 0]

Таким образом, в работе представлены результаты анализа и численного моделирования пространственных нечетных темных солитонов. Показаны возможность и условия существования таких солитонов в фоторефрактивных кристаллах при различных электрооптических конфигурациях.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кившарь Ю.С., Агравал Г.П. Оптические солитоны. От волоконных световодов до фотонных кристаллов / Пер. с англ.; под ред. Н.Н. Розанова. М.: Физматлит, 2005. 648 с.
2. Hasegawa A., Kodama Y. Solitons in Optical Communication. N.Y.: Oxford University Press, 1995.
3. Haus H.A., Wong W.S. // Rev. Mod. Phys. 1996. Vol. 68. 423 p.
4. Andersen D.R., Hooton D.E., Swartzlander G.A. Jr., Kaplan A.E. // Opt. Lett. 1990. Vol. 15. 783 p.

ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЗОНАНСНОГО «LC» КАСКАДА НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ

О.В. Дмитриев, магистрант, А.В. Максимов, ст. преподаватель
г. Томск ,ТУСУР, РТФ, каф. РЗИ, dmitryev33@rambler.ru
Проект ГПО РЗИ-0710 – «Разработка программно-аппаратного комплекса для лабораторного измерительного оборудования»

В классической схеме инвертирующего усилителя (рис. 1), заменив сопротивление обратной связи на комплексное сопротивление Z, получим усилитель с частотно-зависимой обратной связью (рис. 2) [2].

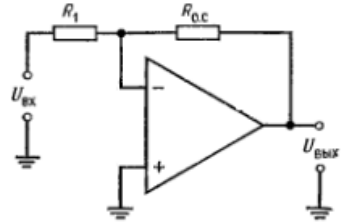


Рис. 1. Реальный инвертирующий усилитель

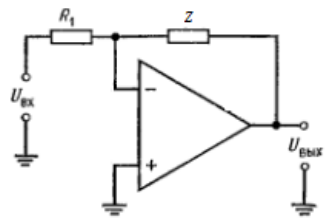


Рис. 2. Инвертирующий усилитель с частотно-зависимой обратной связью

Заменив комплексное сопротивление в цепи отрицательной обратной связи на резонансный LC-контур, получим усилитель с частотно-избирательной обратной связью. Нужные параметры для избирательности контура задаются с помощью катушки индуктивности и емкости конденсатора (рис. 3). Резонансные усилители предназначены для усиления сигналов в узкой полосе частот. Узкополосность усилителя чаще всего достигается за счет использования резонансных явлений в LC контурах.

Приведенная ниже исследуемая схема позволяет практически изолировать контур от внешних воздействий.

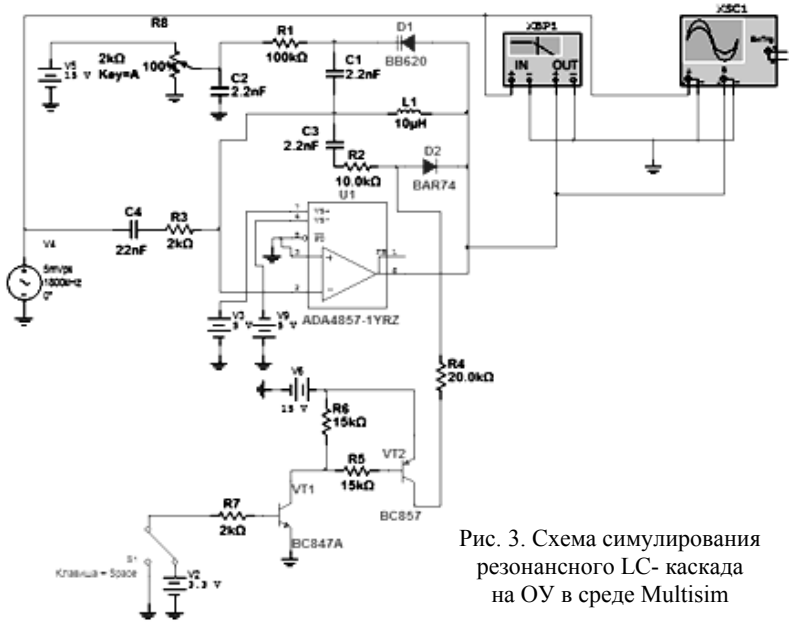


Рис. 3. Схема симулирования резонансного LC- каскада на ОУ в среде Multisim

Ниже рассмотрено влияние внешних воздействий на исследуемый каскад. Добавляя в схему шунтирующее сопротивление, тем самым имитируя какое-либо внешнее воздействие, измеряются параметры контура. Подключая параллельно входным зажимам внешнее сопротивление номиналом $R_н$ = 20 кОм, проводятся измерения, обращая внимание на изменения добротности и полосы пропускания контура при подключении $R_н$.

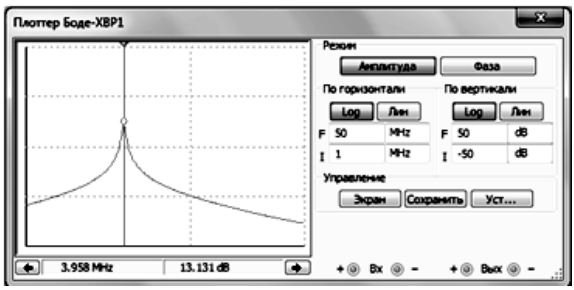


Рис. 4. АЧХ резонансного «LC» каскада на ОУ в среде Multisim

Сопротивление нагрузки, включенное параллельно контуру, не вызывает дополнительных потерь, не уменьшает добротность и оставляет неизменной полосу пропускания контура. Добавляя внешнее со-

противление к выходным зажимам и внося нагрузку в так называемую виртуальную «нулевую точку», получаем ту же самую амплитудно-частотную характеристику (АЧХ), что и в схеме без «внешних воздействий». Тем самым доказывается стабильность работы каскада при воздействии извне, т.е. с входа и выхода усилителя. Практическое внедрение данной схемы позволяет локализовать резонансный «LC» контур от других каскадов устройства (рис. 4).

Вносимое изменение непосредственно в контур меняет вид АЧХ, и соответственно его параметры. А именно за счет шунтирующего сопротивления путем подачи напряжения смещения на PIN-диод (D2). При подаче прямого напряжения смещения на PIN-диод его сопротивление по переменному току будет малым. Выбор смещения осуществляется с помощью транзисторов VT1 и VT2. Транзистор VT2 открыт, когда подается управляющий сигнал на транзистор VT1, в противном случае ток не течет через транзистор VT2. Управляющий сигнал подается с источника питания V2.

Настройка на резонансную частоту осуществляется потенциометром R8. Напряжение источника V5 выбирается на основании вольт-фарадной характеристики варикапа D1 для получения нужного номинала емкости. На рис. 5 показаны АЧХ при различных номиналах напряжения, получаемые с помощью потенциометра.

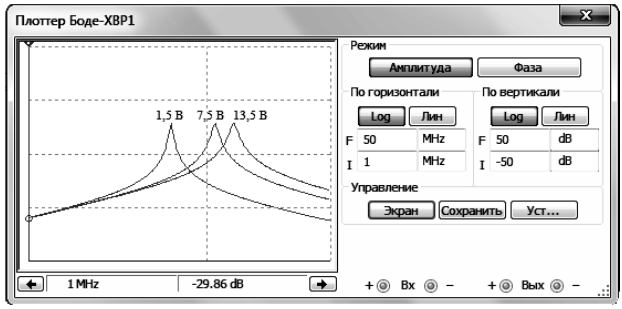


Рис. 5. АЧХ резонансного «LC» каскада на ОУ при различных номиналах напряжения в среде Multisim

Таким образом, удалось разработать резонансный «LC» каскад с использованием операционного усилителя, который позволяет практически изолировать контур от внешних факторов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шустов М.А. Схемотехника. 500 устройств на аналоговых микросхемах // Наука и техника. 2013. С. 253–257.

2. Фолкенберри Л. Применение операционных усилителей и линейных ИС: пер. с англ. М.: Мир, 1985. С. 37–38.

ИМПУЛЬСНЫЙ ИК-ПРОЖЕКТОР С УПРАВЛЯЕМОЙ МОЩНОСТЬЮ

Н.А. Ерсултанов, каф. РЗИ, магистрант 1-го года обучения
Научный руководитель Б.И. Авдоченко, к.т.н., доцент каф. РЗИ
г. Томск, ТУСУР, AvdochenkoBI@rzi.tusur.ru

При ограниченной видимости из-за недостаточной освещённости объекта, пониженной прозрачности атмосферы (тумана, дымки, пыли, дождя, снегопада), воздействии интенсивных световых помех и других экстремальных условий широко используются активно-импульсные системы наблюдения. В таких системах наблюдения для уменьшения яркостных искажений и повышения точности определения характеристик объектов требуются импульсные источники ИК-подсвета, мощностью которых можно управлять в широких пределах.

Появившиеся в последнее время мощные ИК-диоды постепенно вытесняют лазерные системы подсвета. В непрерывном режиме работы максимальная мощность излучающего диода ограничена разогревом кристалла диода, снижающего КПД диода до долей процента. В случае импульсного режима работы при большой скважности (квазихолодного режима) разогрев диода практически исключён, и пиковая мощность излучения диодов может быть увеличена в десятки и сотни раз.

Основой разрабатываемых ИК-прожекторов служат однокристальные диодные решетки, позволяющие увеличить мощности оптического излучения в десятки–сотни раз по сравнению с одиночными структурами. Для накачки таких решеток, имеющих сопротивление в десятые–сотые доли ома, требуются формирователи импульсов с наносекундными фронтами и мощностью электрического импульса в единицы – десятки киловатт. Требуется тщательная проработка конструкции такого формирователя, вызванная большими импульсными токами и необходимостью компенсации паразитной индуктивности подводящих проводников. Форма электрического импульса, необходимая для уменьшения переходных процессов в излучающих диодах, может существенно отличаться от прямоугольной [1].

Для изготовления мощного импульсного ИК-прожектора удобно использовать выпускаемые источники ИК-подсвета для систем ночного наблюдения, работающие в непрерывном режиме. Самостоятельное изготовление ИК-прожектора на основе решетки с большим количеством диодов и заданной диаграммой направленности требует больших затрат времени и средств. Были рассмотрены различные варианты выпускаемых ИК-прожекторов и выбран наиболее перспективный, ИК-прожектор всепогодный Dominant L420-850-15. Его основные технические характеристики: диапазон температур –40…+40 °С, дальность

при 0,01 Лк – 230 м, угол 15°, питание DC12V, 4,2 А или DC24V, 2,1 А, размер, мм Ш×В×Г: 172×265×61. Внешний ввид прожектора приведен на рис. 1.

Рис. 1. Внешний вид прожектора

Методика получения максимальной импульсной оптической мощности. Получение предельной импульсной мощности источников оптического излучения является достаточно сложной технической задачей. Стандартные измерения мощности с помощью «черного» шара позволяют проводить достаточно точные измерения интегральной оптической мощности, однако при определении импульсной мощности из-за больших фронтов и изменения формы оптического импульса возникают большие погрешности. Изменения формы импульсов возникают при больших амплитудах тока накачки и обусловлены локальным разогревом кристаллов диодов [2]. Исследование изменения формы оптического импульса при повышении выходной оптической мощности, показанное на рис. 2, позволяет выбрать границу необратимых изменений характеристик, вызванных локальным разогревом кристаллов диодов.

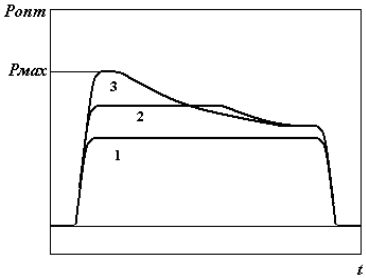


Рис. 2. Изменение формы выходного оптического импульса уровня мощности

Следует учитывать, что характеристики используемых диодов могут существенно отличаться по температуре, поэтому к выбору допустимых изменений формы оптических импульсов следует подходить с осторожностью. Как следует из [2], даже идентичные при непрерывной мощности диоды в режиме большой импульсной мощности имеют разброс по напряжению питания и рассеиваемой мощности до 20%.

Для измерения импульсной оптической мощности использовалась следующая методика.

1. С помощью измерительного шара и фокусирующей системы производится измерение непрерывнй оптической мощности при фиксированном постоянном токе, протекающем через исследуемый прожектор.

2. Для калибровки фотоприемника оптического излучения прожектор, фокусирующая система с оптическими фильтрами и фотоприемник устанавливаются на одной оптической оси и жестко фиксируются. Устанавливается амплитуда импульса тока через прожектор, соответствующая измеренной в непрерывном режиме. Значение оптической мощности в линейном режиме принимается равной измеренной в п. 1 методики. Измерения амплитуд импульсного напряжения и тока через нагрузку производятся измерительным осциллографом.

3. Путем изменения амплитуды импульса накачки снимается ватт-амперная характеристики диода. Пересчет оптической мощности производится с учетом коэффициента передачи фотоприемника, определенного в п. 2 методики. Для предотвращения деградации характеристик диода максимальная амплитуда тока накачки ограничивается по зафиксированному изменению формы оптического импульса (рис. 3, форма оптического импульса 2).

Принципиальная схема формирователя импульсов. Для исследований предельных оптических мощностей прожекторов в импульсном режиме был разработан формирователь импульсов питания со следующими техническими характеристиками: длительность формируемых импульсов 200 нс – 50 мкс, выходной ток не менее 300 А на нагрузке 0,2 Ом, длительности переднего и заднего импульса не более 100 нс. Схема формирователя приведена на рис. 3.

Задающий генератор выполнен но основе ГУН синтезатора частоты DD2. Частота повторения импульсов изменяется резистором R8. С выхода генератора импульсов через буферный элемент на элементе DD1.4 снимается импульс синхронизации осциллографа.

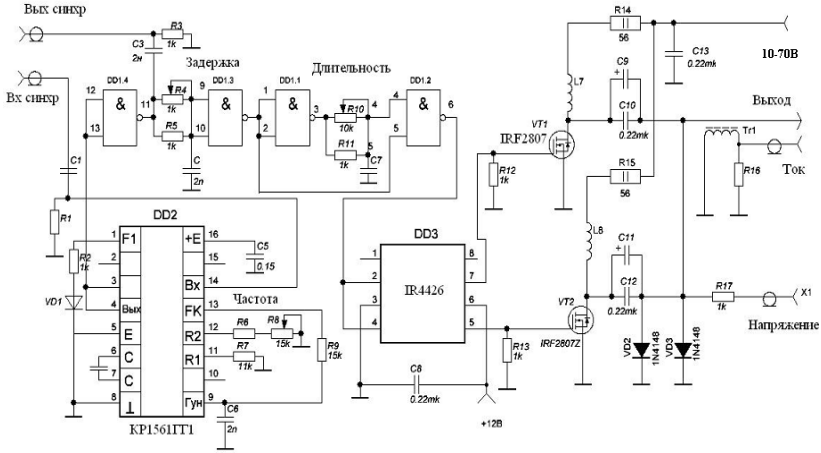


Рис. 3. Принципиальная схема формирователя импульсов питания

Электронная линия регулируемой задержки выполнена на элементе DD1.3, затем импульс поступает на регулируемый формирователь длительности на DD1.1 и DD2.2. Драйвер DD3 формирует импульсы управления выходными транзисторами формирователя.

В исходном состоянии транзисторы VT1, VT2 заперты и конденсаторы C9, C10, C11, C12 заряжены практически до напряжения питания. При отпирании транзисторов конденсаторы разряжаются через переход сток – исток транзисторов и подключенный ИК-прожектор. Для индикации тока через диод используется трансформатор тока Tr1.

Особенностью конструкции формирователя импульсов является минимизация паразитной индуктивности в цепи протекания тока накачки диодной решетки. Это достигается минимизацией длины пути протекания выходного тока и также применением широких проводников. Проводник, соединяющий держатель диода с выходом формирователя, с целью уменьшения поверхностного сопротивления выполнен в виде жгута изолированных проводников.

ЛИТЕРАТУРА

1. Авдоченко Б.И., Лапатин Л.Г. Компенсация внутренних реактивностей нагрузки с использованием неминимально-фазовых цепей при формировании субнаносекундных импульсов // Изв. вузов. Физика. 2006. Т. 49, №9. С. 129–131.

2. Авдоченко Б.И. Источник мощных оптических импульсов на диодах инфракрасного диапазона длин волн / Б.И. Авдоченко, А.А. Вилисов, В.П. Пушкарев и др. // Полупроводниковая светотехника. 2010. №3. С. 53–55.

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА SURF В СИСТЕМАХ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ДОСТУПОМ НА ОСНОВЕ БИОМЕТРИЧЕСКИХ ТЕХНОЛОГИЙ

А.С. Иргит, студентка 4-го курса

Научный руководитель А.В. Максимов, ст. преподаватель

г. Томск, ТУСУР, каф. РЗИ, nice.irgit@inbox.ru

Проект ГПО РТС-1001 – «Системы контроля и управления доступом»

Распознавание по венозному рисунку ладони является новой технологией по идентификации личности человека. При ее исследовании возникает необходимость решения задачи распознавания изображений васкулярного рисунка ладони [1]. Для ее решения выбран для рассмотрения метод Speeded Up Robust Features (SURF) [2]. На данном этапе работы задача состоит в разработке программного обеспечения метода SURF в части распознавания изображений васкулярного рисунка ладони и его анализа.

В методе SURF требуется определить ключевые точки, которые существенно отличают изображение от других. Это могут быть края линий, резкие перепады освещенности и т.д. В данном программном обеспечении было реализовано нахождение ключевых точек в среде Matlab [3].

За основу берется часть бинаризированного изображения васкулярного рисунка ладони (рис. 1).

В программе, которая находит ключевые точки, сначала считывается исходное изображение и отображается в виде матрицы, далее определяется размер полученной матрицы. Затем создается нулевая матрица такого же размера, как исходная, с элементами, равными нулю. Далее находится минимальное и максимальное значения элементов первой матрицы. Затем производится поиск по элементам матрицы на наличие резкого перехода яркости (в данном случае от черного к белому). При нахождении такого перехода элементу нулевой матрицы, которая была создана вначале с такими же координатами, как в точке перехода яркости, присваивается значение кода, соответствующее белому цвету в данном типе изображения. Результат вышеописанной работы представлен на рис. 2. Полученные белые точки являются ключевыми.

С помощью команды impixelregion увеличен масштаб изображения на рис. 2 (область, которая показана белым прямоугольником на рис. 3), чтобы были видны коды пикселей для чёткой видимости точек резкого перехода яркости. Результат работы данной команды представлен на рис. 4.

Рис. 1. Исходное бинаризированное изображение васкулярного рисунка ладони

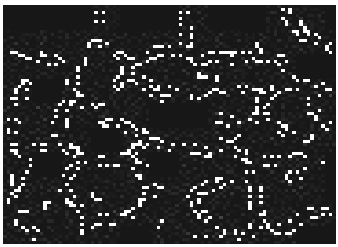
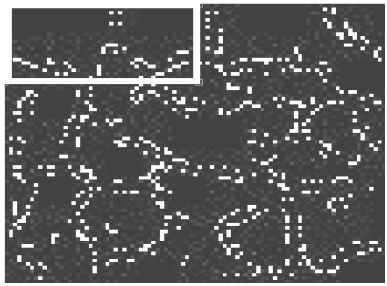


Рис. 2. Найденные в результате работы программного обеспечения ключевые точки исходного изображения

На рис. 1–4 приведен набор изображений, полученных в результате программной реализации отдельной части метода SURF применимо к задаче распознавания васкулярного рисунка ладони в среде Matlab.

Рис. 3. Область изображения (белый прямоугольник), отображаемая попиксельно на рис. 4



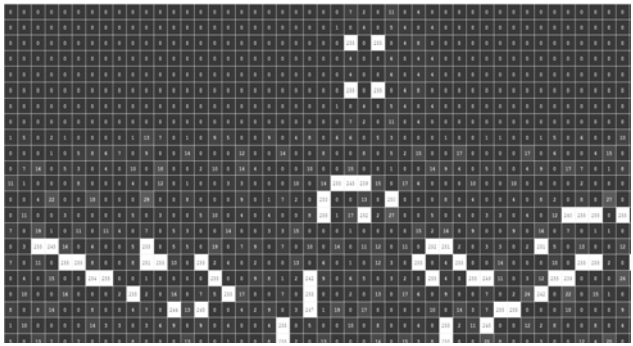


Рис. 4. Попиксельное отображение области, показанной на рис. 3

Несмотря на то, что метод SURF используется для поиска объектов на изображении, сам он работает не с объектами, поэтому SURF никак не выделяет объект из фона. Он рассматривает изображение как единое целое и ищет особенности этого изображения.

Чем меньше участок точки, тем меньше на него влияют крупномасштабные искажения, поэтому желательно, чтобы участок ключевой точки был не слишком большой. В целом метод *SURF* решает поставленную в начале работы задачу, а именно распознавание изображений васкулярного рисунка ладони.

ЛИТЕРАТУРА

1. Научная сессия ТУСУР–2012: Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. Томск, 16–18 мая 2012 г. Томск: В-Спектр. В 5 ч. Ч. 1. С. 232–235.

2. Обнаружение устойчивых признаков изображения: метод SURF [Электронный ресурс]. URL: http://habrahabr.ru/blogs/algorithm/103107/

3. Дьяконов В. П. MATLAB 6.5 SP1/7/7 SP1+Simulink 5/6. Работа с изображениями и видеопотоками. М.: СОЛОН-Пресс, 2005. 400 с.

ФОРМИРОВАНИЕ СФЕРИЧЕСКОЙ НЕОДНОРОДНОСТИ С ПОГРАНИЧНЫМ СЛОЕМ В РАСТВОРАХ ОРГАНИЧЕСКИХ КРАСИТЕЛЕЙ ПОД ДЕЙСТВИЕМ ФОКУСИРОВАННОГО ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ

Д.А. Конкин, С.А. Михнов, аспиранты,
Н.А. Дашин, Л.А. Железнова, студенты
г. Томск, ТУСУР, каф. РЗИ, konkinda@rzi.tusur.ru

Процесс изменения агрегатного состояния вещества, который является частным случаем фазовых переходов [1], является одним из фундаментальных явлений физики. Такие процессы согласно [1] характеризуются изменениями термодинаминамических функций, таких как давление, концентрация и др., что также приводит к изменению оптических свойств среды [2]. В настоящей работе представлены экспериментальные результаты по наблюдению изменения оптических свойств органического раствора при переходе жидкость–газ под действием сфокусированного лазерного излучения. Схема экспериментальной установки для таких наблюдений представлена на рис. 1.

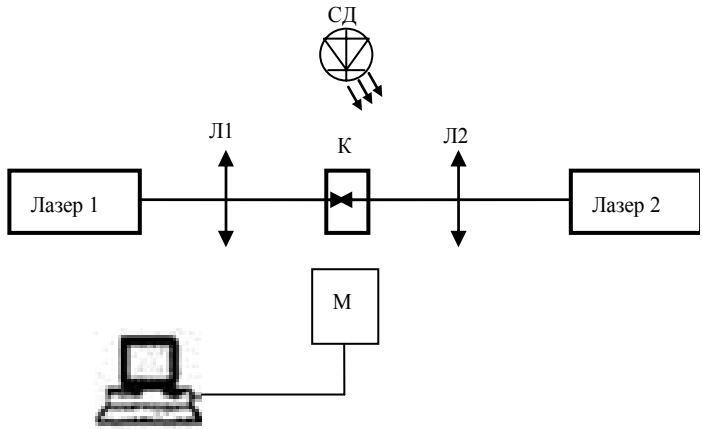
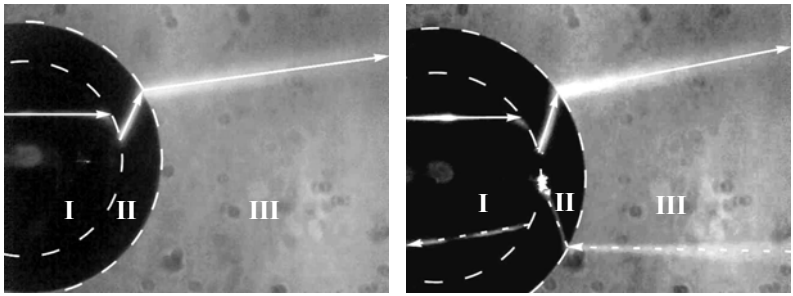


Рис. 1. Схема экспериментальной установки: Л1, Л2 – линзы; М – микроскоп; К – кювета с исследуемым образцом; СД – светодиод

Экспериментальная установка состоит из двух твердотельных лазеров с полупроводниковой накачкой, работающих на длине волны 532 нм и имеющих мощность 50 (лазер 2) и 200 (лазер 1) мВт, двух плосковыпуклых линз для фокусировки лазерного излучения на передней грани кюветы (в качестве передней грани кюветы далее примем границу стенка кюветы – раствор, расположенную со стороны

первого лазера). Регистрация процесса формирования неоднородности осуществлялась видеомикроскопом, подключенным к компьютеру, по рассеянному и люминесцентному излучению. Следует отметить, что в данных экспериментах люминесценция была характерна для растворителя, но не красителя. В качестве исследуемого образца использовался раствор изопропилового спирта и органического красителя, имеющего пик поглощения в зеленой области спектра. Использование дополнительной светодиодной подсветки (СД) позволяет выделить границы образующейся неоднородности.

Во время эксперимента излучение первого лазера фокусировалось на передней грани кюветы, при низких уровнях мощности лазерного излучения, проходящего через кювету, ни в образце, ни в проходящем излучении не возникало возмущений. Увеличение мощности приводило к формированию в кювете конвективного течения (исследование формирования таких течений и их влияние на проходящее лазерное излучение было проведено в работе [3]), скорость которого зависит от мощности проходящего лазерного излучения. При дальнейшем увеличении мощности количество поглощаемой раствором энергии достигает такого уровня, что она не успевает отводиться от места нагрева, и в этом месте происходит переход раствора из жидкого состояния в газ, который скапливается на передней грани, образуя сферическую неоднородность (рис. 2, передняя грань кюветы не показана).



а *б*

Рис. 2. Изображение пузырька пара, образованного нагреванием раствора лазерным излучением при отсутствии (*а*) и наличии (*б*) пробного пучка. Линиями указаны траектории и направления распространения пучков первого (сплошная) и второго (штриховая) лазеров, также на рисунке показаны границы, на которых происходит преломление лазерных пучков

Рассмотрим трек пучка, проходящего через сформировавшуюся неоднородность (см. рис. 2). Из анализа полученного изображения выявляется наличие трех областей, обладающих различными оптически-

ми свойствами, на рисунке они обозначены римскими цифрами. Во-первых, это внешняя область (область III на рис. 2) вокруг неоднородности, представляющая собой раствор. В данной области трек пучка формируется люминесценцией растворителя. Во-вторых, внутренняя область неоднородности (область I на рис. 2), содержащая пары растворителя, здесь трек пучка формируется излучением, рассеянным вихревыми потоками образовавшегося газа, и значительно преобладает над люминесценцией. И, в-третьих, как видно из представленных изображений, существует переходный слой (область II) между раствором и его парами, причем трек проходящего излучения формируется за счет люминесцентного излучения, что свидетельствует о наличии в данной области молекул растворителя в большей концентрации, по сравнению с областью I, из чего можно сделать вывод, что в данной области растворитель находится в жидком состоянии, а изменение показателя преломления связано с изменением других параметров системы раствор – органический краситель. Определение параметров системы, которые изменяются в данном слое, требует проведения дальнейших исследований.

Следует также отметить, что, несмотря на меньшую плотность пара по сравнению с раствором, возникающая неоднородность не поднимается на поверхность под действием силы Архимеда до момента, когда она не достигнет достаточно большого размера, либо до выключения лазерного излучения. Из вышесказанного можно заключить, что возникающая неоднородность удерживается проходящим через неё лазерным излучением, удержание микрообъектов лазерным излучения было впервые исследовано в работе [4].

Таким образом, в данной работе представлены результаты исследования процесса изменения агрегатного состояния раствора изопропилового спирта с органическим красителем. Было показано формирование сферической неоднородности на границе раствор – стенка кюветы и наличие переходного слоя между исходным раствором и образующимся паром.

ЛИТЕРАТУРА

1. Морачевский Л.Г. Прикладная химическая термодинамика: учеб. пособие /А.Г. Морачевский, М.С. Кохацкая. СПб.: Изд-во политех. ун-та, 2008. 254 с.

2. Борн М. Основы оптики / М. Борн, Э. Вольф. М.: Наука, 1973. 723 с.

3. Петрищев В.А. Численное моделирование теплового самовоздействия в присутствии индуцированной конвекции / В.А. Петрищев, Л.В. Пискунова, В.И. Таланов, Р.Э. Эрм // Изв. вузов. Радиофизика. 1981. Т. 23, №2. С. 161–171.

4. Ashkin A. Acceleration and Trapping of Particles by Radiation Pressure // Phys. Rev. Lett. 1970. Vol. 24. P. 156–159.

МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ GaAs ДИОДА ГАННА

С.А. Ламонова, студентка
Научный руководитель В.П. Пушкарев, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, lamonova.s.a@mail.ru

В настоящее время интенсивно ведутся разработки в области создания устройств и систем связи, радиовидения и систем ближней локации и навигации различного назначения. Наиболее востребованными являются приборы, работающие в импульсном режиме с использованием эффекта Ганна на основе соединения GaAs. В данной работе представлены результаты исследования генераторного диода Ганна, работающего в импульсном и непрерывном режиме в диапазоне СВЧ.

Эффект Ганна наиболее подробно описан в [1]. Использование физико-топологической эквивалентной модели с описанием физических процессов ограничивает применимость такого представления для разработчиков РЭА. Данная модель не позволяет описать характер поведения нелинейных свойств ДГ. Технические требования, предъявляемые к аппаратуре, ужесточаются, поэтому возникла необходимость в разработке универсальной модели ДГ, учитывающей как линейные, так и нелинейные его свойства. В работе предлагается описание ВАХ единой зависимостью тока, протекающего через диод, при непрерывном и импульсном режимах. Для описания нелинейных свойств диода Ганна предлагается описание его ВАХ на основе ассоциированной многомерной модели, состоящей из линейных и нелинейных элементов (рис. 1). Источник тока, зависящий от прикладываемого напряжения $I(U_п)$, отрицательное сопротивление кристалла диода ($–R_д$), емкость ($C_д$) имеют нелинейные свойства, а сопротивление контракта ($R_к$) и конструктивная емкость ($C_к$) – линейные.

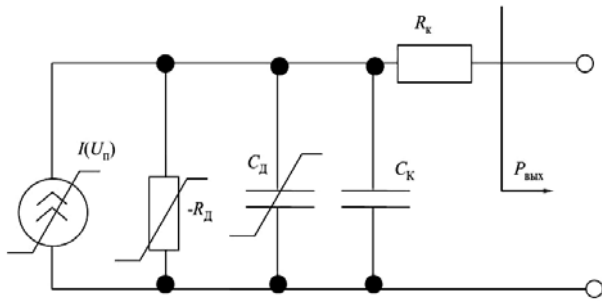


Рис. 1. Эквивалентная схема генераторного диода Ганна

Для описания нелинейных зависимостей тока от напряжения источника питания аппроксимируем ВАХ ДГ выражением

$$I(U_П) = I_1(U_П) + I_2(U_П) + I_3(U_П) + I_4(U_П), \quad (1)$$

где $I_1(U_П), I_2(U_П), I_3(U_П), I_4(U_П)$ – зависимости тока от прикладываемого напряжения на диоде Ганна для различных участков ВАХ. Зависимости токов ВАХ представлены в виде трансцендентных функций:

$$I_1(U_П) = A \cdot U_П \cdot e^{-\frac{U_П}{\phi_T \cdot m_1}}; \quad I_2(U_П) = B \cdot U_П \cdot e^{-\frac{U_П}{\phi_T \cdot m_2}};$$

$$I_3(U_П) = C \cdot \left[e^{\frac{U_П}{\phi_T \cdot m_3}} - 1 \right]; \quad I_4(U_П) = D \cdot \left[e^{\frac{U_П}{\phi_T \cdot m_4}} - 1 \right],$$

A, B, C, D – коэффициенты аппроксимации; m_1, m_2, m_3, m_4 – коэффициенты аппроксимации, характеризующие конструктивную особенность ДГ.

На примере аппроксимации ВАХ диода Ганна 3А750Г выражением (1) представлена результирующая зависимость суммарного тока (рис. 2). Пунктирные линии описывают зависимость каждого тока и показывают их вклад в общий суммарный ток во всем диапазоне напряжений.

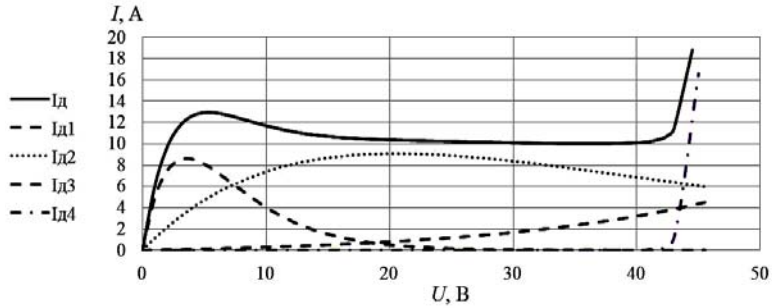


Рис. 2. Иллюстрация формирования ВАХ диода Ганна

В процессе экспериментов были подобраны коэффициенты аппроксимации, благодаря которым точность построения ВАХ достигает 90%.

В таблице приведены значения коэффициентов аппроксимации для диодов Ганна 3А750Г, 3А762Г, работающих в импульсном режиме, для длительности 1 мкс при скважности, равной 1000, и для диода АА768Б в непрерывном режиме.

Значения коэффициентов аппроксимации

Тип ДГ	A, см	m_1	B, см	m_2	C, А	m_3	D, А	m_4
3А750Г (имп.)	6,5	140	1,2	800	0,39	700	10^{-5}	145
3А762А (имп.)	7,2	230	1,45	1210	2,25	1750	10^{-5}	255
АА768Б (непр.)	0,115	45	0,03	90	0,0052	90	10^{-5}	16

Пределы изменения напряжения на ДГ выбираются из справочных данных.

Ток, протекающий через диод Ганна, представляется рядом Тейлора:

$$i = g_1 U_\text{п} + g_2 U_\text{п}^2 + g_3 U_\text{п}^3 + \dots ,$$

где $U_\text{п}$ – напряжение СВЧ-колебания на диоде; g_1, g_2, g_3 – нелинейные проводимости диода Ганна первого и более порядков.

Нелинейные проводимости диода определяются соотношениями:

$$g_1 = \frac{I_0}{m\phi_\text{т}}; \quad g_2 = \frac{g_1^2}{2 \cdot I_0}; \quad g_3 = \frac{g_1^3}{6 \cdot I_0^2}.$$

Зависимость отрицательного сопротивления от $U_\text{п}$ определяется выражением

$$R(U_\Pi) = R_\text{К} - \frac{U_\Pi}{I(U_\Pi)}. \qquad (2)$$

Зависимость выходной СВЧ мощности определяется выражением

$$P(U_\Pi) = \begin{cases} 0{,}5 \cdot \left[I(U_\Pi) \right]^2 \cdot \left| R(U_\Pi) \right|, & R(U_\Pi) \le 0; \\ 0, & R(U_\Pi) > 0. \end{cases} \qquad (3)$$

Руководствуясь выражениями (2), (3), представлена зависимость дифференциального отрицательного сопротивления ДГ от Uп (рис. 3), а также зависимость импульсной выходной мощности от подаваемого напряжения на диод (рис. 4).

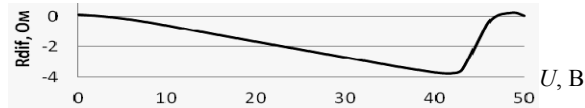


Рис. 3. Дифференциальное сопротивление диода 3А750Г

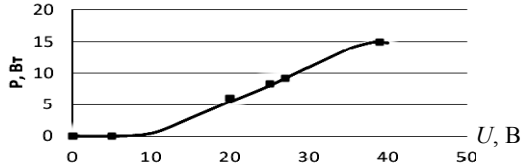


Рис. 4. Зависимость импульсной выходной мощности от подаваемого напряжения на диод 3А750Г

Таким образом, результаты данной работы позволяют привести описание свойств диодов Ганна во всем допустимом диапазоне прикладываемых напряжений. Такое представление ДГ при разложении нелинейного тока, сопротивления и емкости в ряд Тейлора позволяет описать спектр излучаемой СВЧ-мощности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Андреев В.С. Теория нелинейных электрических цепей: учеб. пособие для вузов. М.: Радио и связь, 1982. 280 с.

2. Наливайко Б.А., Берлин А.С., Божков В.Г и др. П/п приборы. Сверхвысокочастотные диоды: справочник / Под ред. Б.А. Наливайко. Томск: МГП «РАСКО», 1992. 223 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИНЦИПОВ РАБОТЫ МИКРОСХЕМЫ ADF4360-8

М.В. Лазюк, магистрант, А.В. Максимов, ст. преподаватель

г. Томск, ТУСУР, РТФ, каф. РЗИ, Mishane83@mail.ru

Проект ГПО РЗИ-0710 – «Разработка программно-аппаратного обеспечения для лабораторного измерительного оборудования»

Бурное развитие систем связи вызывает необходимость увеличения скорости передачи данных, что в большинстве случаев ведет к расширению полосы частот, занимаемой каналом, и необходимости перехода в более высокочастотный диапазон для передачи информации в эфир. Высокая стабильность несущей частоты передатчиков обеспечивается благодаря использованию синтезаторов частоты, построенных на базе системы ФАПЧ [1].

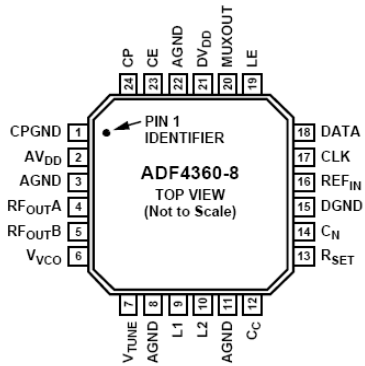


Рис. 1. Конфигурация микросхемы ADF4360-8

В системе ФАПЧ может быть использован синтезатор частоты, ADF4360-8 от компании Analog Devices. Выбранный синтезатор представляет собой микросхему с 24 выводами (рис. 1), частотный диапазон: 65–400 МГц.

ADF4360-8 представляет собой интегрированную комбинацию синтезатора с целочисленным коэффициентом деления и генератора,

управляемого напряжением (ГУН). Центральная частота ADF4360-8 задается при помощи внешних катушек индуктивности. Управление всеми внутренними регистрами осуществляется через простой трехпроводной интерфейс. Компонент работает с напряжением питания в диапазоне от 3,0 до 3,6 В и может быть переведен в режим пониженного энергопотребления, когда его функции не требуются [2].

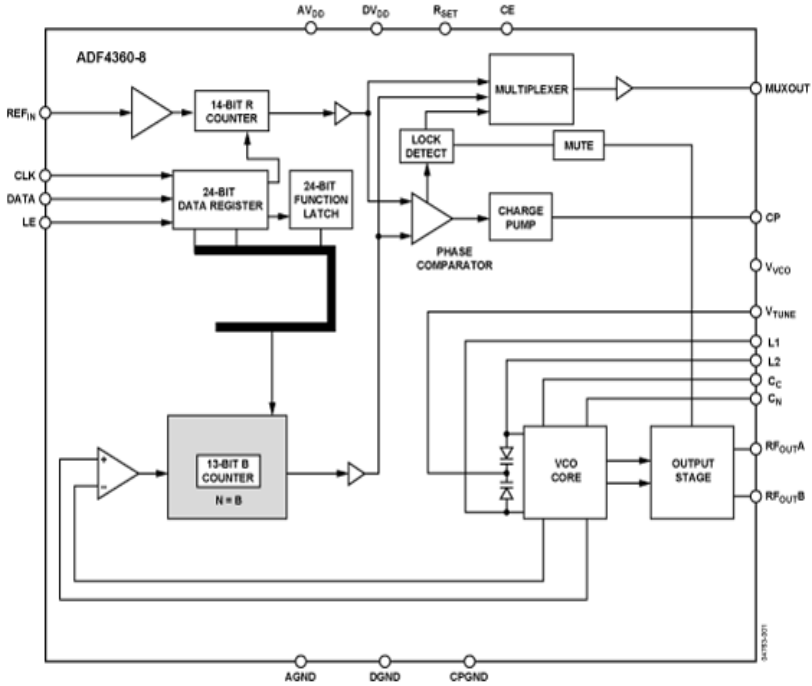


Рис. 2. Структурная схема микросхемы ADF4360-8

Микросхема включает 24-битный входной сдвиговый регистр, 14-битный счетчик *R* и 18-битный счетчик *N*, состоявший из 5-битного счетчика *A* и 13-битного счетчика B (рис. 2). Данные синхронизированы в 24-битном сдвиговом регистре на каждом нарастающем фронте CLK. Вначале данные синхронизируются в старшем бите. Затем они передаются от сдвигового регистра до одного из четырех регистров-защелок на нарастающем фронте LE. Код счетчика устанавливается состоянием двух битов управления (C2, C1) в сдвиговом регистре. Рисунок 3 показывает состояние двух битов управления [3].

Control Bits		
C2	C1	Data Latch
0	0	Control Latch
0	1	R Counter
1	0	N Counter (B)
1	1	Test Modes Latch

Рис. 3. Назначение битов управления

Кроме устройств ФАПЧ с целочисленными коэффициентами деления, существуют системы с дробными коэффициентами деления, которые позволяют синтезировать частоты с шагом менее 1 Гц. Рассматриваемые системы ФАПЧ находят широкое применение в микроэлектронных компонентах, производимых известными фирмами. Например, фирма Analog Devices использует систему ФАПЧ:

– в одноканальных и двухканальных синтезаторах ADF410x/1x/5x и ADF420x/1x/5x типов «Integer-N» и «Fractional-N» с программируемыми (перестраиваемыми) частотами до 3,7 ГГц [5].

Фирма Texas Instruments использует систему:

– в двух- и трехканальных синтезаторах частот TRF2020 до 0,25 и 1,2 ГГц; TRF2050 до 0,25 и 1,2 ГГц; TRF2052 до 0,15 и 2,0 МГц и TRF3040, являющегося также модулятором, до 0,2 и 2,0 ГГц [4].

ЛИТЕРАТУРА

1. Коновалов Г.Ф. Радиоавтоматика: учеб. для вузов по спец. «Радиотехника». М.: Высш. шк., 1990.

2. Шахгильдян В.В. Фазовая автоподстройка частоты. М.: связь, 1966.

3. Первачев С.В. Радиоавтоматика: учеб. для вузов. М.: Радио и связь, 1982. 296 с.

4. Curtin M., O'brien P. Phase locked loops for high-frequency receivers and transmitters // Analog dialogue, analog devices. 1999. vol. 33, № 3, 5, 7.

5. Analog Devices PLL/Synthesizer Product Selection. Table 2012. www.analoG.COM

МОДЕРНИЗАЦИЯ ЖИГ-ГЕНЕРАТОРА

А.В. Горевой, ведущий инженер ДИИС ЗАО «НПФ «Микран»,
А.В. Лирник, студент
г. Томск, ТУСУР, РТФ, lirnik.andrey@yandex.ru

В настоящее время ЖИГ-генераторы (в качестве резонирующего элемента в данных генераторах применяется железо-иттриевый гранат) находят широкое применение в синтезаторах частот в качестве управляемых генераторов и соответственно в анализаторах спектра в каче-

стве первого гетеродина. Одной из важнейших характеристик генератора в измерительной технике является характеристика спектральной плотности мощности фазовых шумов (СПМФШ) выходного сигнала. В этом плане использование ЖИГ-генераторов является более выигрышным по сравнению с генераторами, управляемыми напряжением (ГУН). Преимущества ЖИГ-генераторов: линейная, хорошо воспроизводимая перестроечная характеристика, широкая полоса перестраиваемых частот и низкий уровень фазовых шумов (минус 130 дБн/Гц на отстройке 100 кГц от несущей во всем диапазоне рабочих частот [1]).

Модернизация ЖИГ-генератора, упрощение технологии сборки. В настоящее время зарубежные производители ЖИГ-генераторов собирают схему генератора на гибридных интегральных схемах (ГИС). Сборка таких генераторов является более сложной и при ремонте более трудоемкой, неудобной и долговременной. В качестве примера на рис. 1 показана фотография генератора широко известной фирмы Micro Lambda Wireless.

По аналогичной технологии производились ЖИГ-генераторы в НПФ «Микран» (рис. 2).

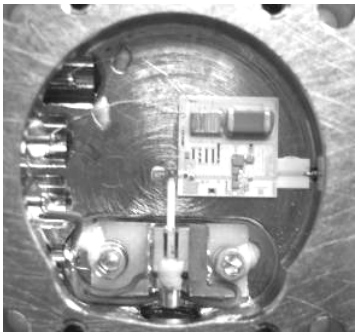


Рис. 1. Фотография зарубежного ЖИГ-генератора

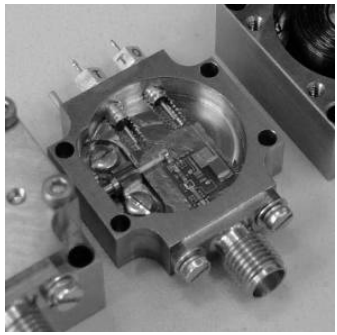


Рис. 2. Фотография ЖИГ-генератора «Микран»

Развитие технологии СВЧ-материалов и печатных плат на их основе позволяет использовать последние до частот 20–30 ГГц. Также активное развитие технологии корпусирования полупроводниковых элементов и микросхем привело к появлению транзисторов и усилителей в пластиковых безвыводных корпусах, работающих также до 20 ГГц. Таким образом, появляется очевидная возможность перевести ЖИГ-генераторы на более дешёвую технологию изготовления и повысить их ремонтопригодность.

Была поставлена задача по модернизации данного генератора и замены ГИС на печатную плату. В качестве пассивных элементов схе-

мы использовались конденсаторы и катушки индуктивности типоразмера 0201, резисторы – 0402. Транзистор BFR380 Infineon – кремниевый с граничной частотой усиления по току 14 ГГц. Буферный усилитель VMMK-2503 Avago Technologies. На рис. 3 показано фото внутренней части генератора.

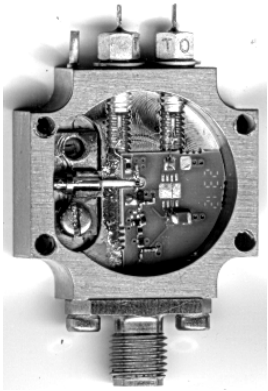


Рис. 3. Фотография модернизированного ЖИГ-генератора

Характеристики генератора после замены внутренней части не изменились. Конструкция корпуса не изменилась.

Заключение. Переход с технологии ГИС на печатные платы позволяет существенно повысить технологичность сборки генераторов, а значит, снизить себестоимость генераторов. Потенциал технологии СВЧ-материалов и современных корпусированных элементов позволяет повысить диапазон рабочих частот генератора до 20 ГГц, что планируется сделать в дальнейшем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Выбор генераторов для построения малошумящих синтезаторов [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.micran.ru/UserFile/File/Publ/2012/oscillators_for_low-noise_microwa ve_synthesizers.pdf, свободный (дата обращения: 2.03.13).

2. Micro Lambda Wireless [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.microlambdawireless.com/, свободный (дата обращения: 2.03.13).

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК УСТРОЙСТВ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ

А.А. Лукина, магистрант, А.В. Максимов, ст. преподователь

г. Томск, ТУСУР, РТФ, каф. РЗИ, anna-angel1987@mail.ru,

Проект ГПО РЗИ-0710 – «Разработка программно-аппаратного обеспечения для лабораторного измерительного оборудования»

Оборудование лабораторий университетов устарело не только физически, но и морально и не соответствует требованиям настоящего времени, в связи с чем актуальна задача разработки устройства приема и обработки сигналов (УПОС) на новых принципах и современной элементной базе компонентов [1].

Основная часть. В настоящей работе выполняется управление генератором АКИП ГСС80, осциллографом GDS810C и УПОСом [2]. Каждый из приборов связан с компьютером через шину RS232. Управление осуществляется на языке SCPI [3].

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 и фазой синтезатора гетеродина;

– усилением тракта НЧ.

При управлении генератором ГСС80 задаются начальные параметры: амплитуда сигнала, частота несущего сигнала, глубина модуляции, вид модуляции, частота модуляции [4].

На компьютере реализованы следующие виртуальные приборы:

– характериограф;

– спектроанализатор;

– осциллограф.

Для построения АЧХ снимаются амплитудные значения входного и выходного сигнала с осциллографа [5].

Комплекс лабораторных работ состоит из нескольких частей.

Первая часть – исследование входных цепей. В этой работе исследуются резонансные характеристики и их зависимость от различных параметров. На рис. 1 и 2 приведены АЧХ входной цепи с большой ёмкостью связи и зависимость резонансного коэффициента передачи от частоты перестройки контура входной цепи.

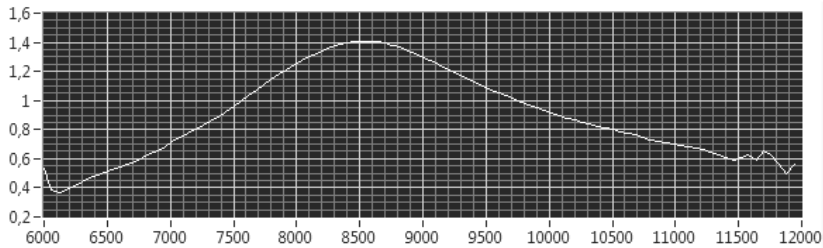


Рис. 1. Амплитудно-частотная характеристика входных цепей:
K – коэффициент передачи по напряжению; f – частота входного сигнала

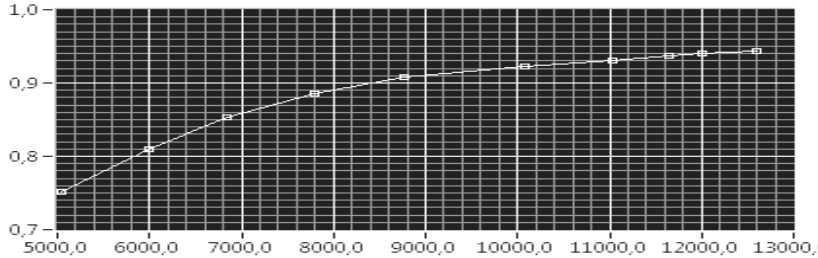


Рис. 2. Зависимость $K_р(f)$ от частоты перестройки контура входной цепи: $K_р$ – резонансный коэффициент передачи по напряжению

Вторая часть – исследование УРЧ (усилитель радиочастоты). В этой части работы исследуются АЧХ УРЧ в зависимости от перестройки резонансной частоты изменения характеристик входных цепей и добротности контура УРЧ. Для изменения добротности предусмотрено шунтирование контура УРЧ. Ниже на рис. 3 приведена АЧХ УРЧ.

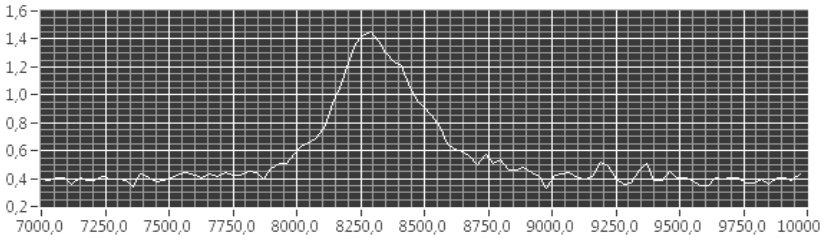


Рис. 3. Амплитудно-частотная характеристика УРЧ (без шунтирования контура)

Третья часть – исследование преобразователя частоты. В УПОСе предусмотрены три вида приемника и в соответствии с ними выставляемая частота синтезатора гетеродина:

Приемник прямого усиления – $f_{гет} = 0$ (90 град. перекос).

Приемник прямого преобразования – $f_{гет} = f_{сиг}$.

Супергетеродинный приемник – $f_{гет} = f_{сиг} - f_{пр}$, где $f_{пр}$=455 кГц.

На рис. 4 и 5 приведен сигнал на выходе смесителя супергетеродинного приемника во временной и частотной области.

Четвертая часть – исследование тракта промежуточной частоты (для приемников супергетеродинного и прямого преобразования). В тракте ПЧ имеются три фильтра с различной полосой (6, 20, 38 кГц) настроенных на промежуточную частоту, далее предусмотрен регулируемый усилитель. Изменяя частоту синтезатора гетеродина и выбирая фильтр, возможно подавление боковых полос или/и несущей, что показано на рис. 6 и 7.

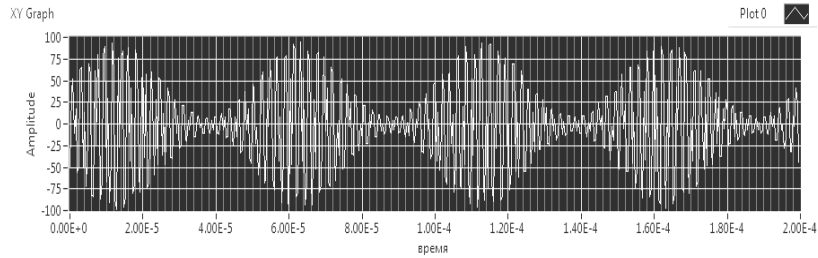


Рис. 4. Форма АМ-сигнала на выходе преобразователя частоты

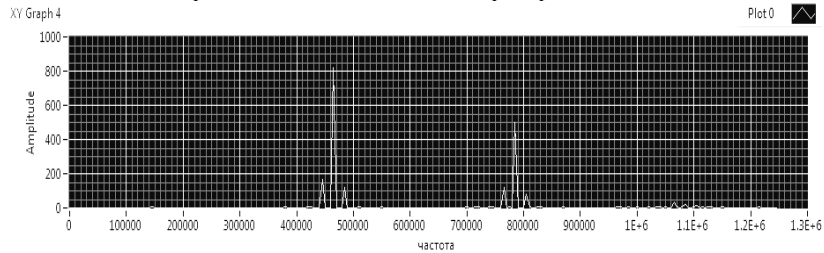


Рис. 5. Спектр сигнала на выходе преобразователя частоты

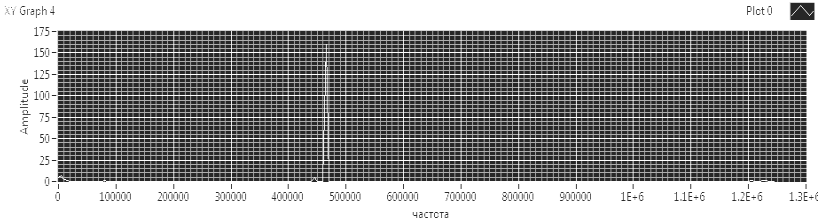


Рис. 6. Спектр сигнала на выходе первого фильтра (6 кГц)

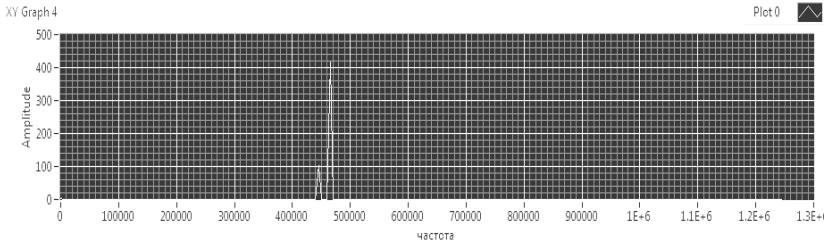


Рис. 7. Спектр сигнала на выходе второго фильтра (20 кГц)

Заключение. Разработана информационно-измерительная система в среде Labview: виртуальная панель осциллографа, генератора, характериографа, спектроанализатора и УПОС с набором функций управления, соответствующих реальным устройствам. Разработанная ИИС предназначена 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., Максимов А.В. Приемник амплитудно-модулированных сигналов. 8-я Междунар. науч.-практ. конф. «Электронные средства и системы управления». Ч. 2. Томск: В-Спектр, 2012. 176 с.

2. Бутырин П.А., Васьковская 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.

ФОТОПРИЕМНИК СИСТЕМЫ КВАНТОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧЕЙ

Д.А. Махорин, аспирант, А.Б. Галиев, Е.К. Муталиев, магистранты

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

г. Томск, ТУСУР, каф. РЗИ, Anatoly.Zadorin@rzi.tusur.ru

Одним из наиболее перспективных оптических технологий передачи данных являются системы квантового распределения ключей (КРК), обеспечивающие защищенность цифровых телекоммуникационных систем от несанкционированного доступа [1–4].

Целью настоящего сообщения является обсуждение возможности построения SPAD-ФПУ, работающих в линейном режиме регистрации фотонов, а также их влияния на основные параметры систем КРК – скорости генерации ключа B и вероятности содержания в нем ошибочных символов.

Рассмотрим структурную схему SPAD-ФПУ канала КРК в виде рис. 1 [4].

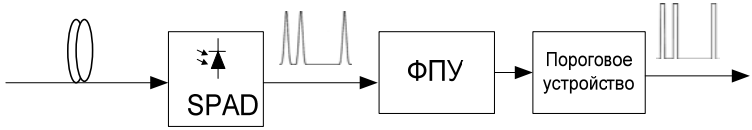


Рис. 1. Структурная схема ФПУ канала КРК

В дальнейшем будем считать, что канал построен на основе оптического волокна (ОВ) длиной L и с погонным затуханием α [дБ/км]. Будем полагать, что SPAD работает в гейгеровском режиме с временным стробированием (Time-gated single photon counting – TGSPC), в котором осуществляется динамическое управление формированием лавин за счет дополнительного импульсного питания диода, так называемым перенапряжением $U–U_t$, где U – рабочее напряжение; U_t – пороговое напряжение лавинного пробоя диода [1]. Квантовую эффективность, коэффициент лавинного умножения и уровень темнового тока диода обозначим как η, M и i_{tt} соответственно. Внутренние шумы предварительного усилителя ФПУ представим приведенными ко входу шумовыми источниками тока и напряжения S_E, S_I, а нагрузочный резистор SPAD и суммарную емкость выходной цепи ПУ – как R и C.

Во всех протоколах технологии КРК секретный ключ K формируется путем многоступенчатой рандомизации «сырого ключа» K_0, первоначально создаваемого на одном конце канала (Алиса) и передаваемого ею «Бобу» путем кодирования каких-либо неортогональных состояний однофотонных посылок светового сигнала [2]. Обозначим битовую скорость этого исходного ключа как B_0, а среднюю скорость генерации символов секретного ключа – B. Разность значений скорос-тей $B_0 – B$ может быть весьма значительной. Она зависит от параметров SPAD (η, M, i_{tt}), потерь в волокне, порога срабатывания ФПУ U_0 и др. и тесно связана с другой характеристикой помехоустойчивости приемника КРК – вероятностью генерации ложных символов P_f в ключе K.

Прежде всего заметим, что при формировании Алисой однофотонных посылок на основе первоначального кода K_0 вероятность обнаружения в тактовом интервале n фотонов $p(n)$ при их среднем числе m описывается пуассоновской статистикой [1–3]

$$p(n)=\frac{(m\cdot\eta)^n e^{-m\cdot\eta}}{n!}. \qquad (1)$$

На практике значение m берется ~0,1 [2], так что $p(1)\approx 0{,}1$, а $p(0) \approx 0{,}9$.

Другие механизмы случайного удаления однофотонных посылок из последовательности K_0 в рассматриваемой технологии связаны с поглощением фотонов в оптическом волокне, ограниченной квантовой эффективностью SPAD η, а также особенностями протоколов КРК. Так, в протоколе BB84 коэффициент k_p априорного снижения скорости B_0 составляет 0,5, а в протоколе B92 – 0,25 [1–3].

Еще один фактор снижения скорости B обусловлен внутренними шумами ФПУ, которые, с одной стороны, с вероятностью P_l 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_l можно получить оценку для скорости B:

$$B = B_0(1-P_l)\,p(1)k_p \exp(\alpha L). \quad (2)$$

Если обозначить средние частоты генерации ложных символов в ключе K, обусловленные шумовыми эффектами соответственно как F_r, то

$$P_f=(F_r)/B_0. \quad (3)$$

Коэффициент P_f связан с системным показателем P_d, называемым эффективностью детектирования фотонов – PDE [1], который описывает полную вероятность регистрации фотонов системой:

$$P_d = 1–P_f.$$

Для отыскания вероятностей P_f и P_l воспользуемся стандартной методикой расчета помехоустойчивости ВОСП. Для этого сделаем несколько допущений.

Первое из них будет касаться формы, вызываемой лавинными процессами импульсов в нагрузке SPAD $u_c(t)$, которую аппроксимируем гауссовой кривой:

$$u_c(t)=\frac{u_0}{\sqrt{2\pi\alpha}}\exp\left(-\frac{t^2}{2\alpha^2T^2}\right), \quad (4)$$

где α – параметр формы сигнала, определяющий долю тактового интервала = $1/B_0$, занимаемого сигнальным импульсом $u_c(t)$. Физически значение αT описывает время, необходимое для разряда лавины и заряда диодов до номинального напряжения питания. В дальнейшем будем считать, что длительность τ поддерживающих режим TGSPC стробирующих импульсов также $\sim\alpha T$.

С учетом сделанных замечаний оценку для частоты F_{dcr} несложно выразить через среднее число темновых электронов n_{tt} в одном импульсе последовательности:

$$F_{dcr} = n_{tt}B_0 = \frac{i_{tt}\cdot\tau\cdot B_0}{e} = \frac{i_{tt}\cdot\alpha}{e}. \quad (5)$$

Определим далее вероятности P_l 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 [8, 9]:

$$W(\alpha)=\frac{S_I}{e^2B_0}+\frac{4kt}{R\cdot e^2B_0}+\frac{S_E}{e^2B_0}\left[\frac{1}{R^2}+(2\pi C)^2\frac{I_3(\alpha)}{I_2(\alpha)}B_0^2\right], \quad (6)$$

где t – температура в градусах Кельвина; k – постоянная Больцмана.

Коэффициенты I_2, I_3 в формуле (6) называются интегралами Персоника и устанавливают соотношение между эффективной шумовой полосой частот ФПУ $B_{эф}$ и битовой скоростью B_0, как [8, 9]

$$B_{эф} = B_0 I_2 + C^2 R^2 B_0^3 I_3 . \quad (7)$$

При этом второе слагаемое (7) определяет уширение $B_{эф}$, связанное с воздействием на помехоустойчивость КРК внутреннего источника шумового напряжения $e_a(t)$ предварительного усилителя ФПУ. Коэффициенты I_2, I_3 выражаются через отношение спектров огибающей оптического сигнала на выходе и входе ФПУ. В качестве аргумента этих зависимостей выступает безразмерная нормированная частота $\Omega = \omega / T$:

$$I_2 = \int_0^{\infty} \left| \frac{H'_{вых}(\Omega)}{H_{вх}(\Omega)} \right|^2 d\Omega , \quad (8)$$

$$I_3 = \int_0^{\infty} \left| \frac{H_{ds[}(\Omega)}{H_P(\Omega)} \right|^2 \Omega^2 d\Omega . \quad (9)$$

Особенностью технологии КРК является малость времени dead time τ по сравнению с длительностью тактового интервала $T=1/B_0$. Это избавляет от необходимости введения высокочастотной коррекции АЧХ ФПУ, которая обычно используется в ВОСП для восстановления формы принимаемых символов. Здесь становится возможным, наоборот, сужение полосы частот ФПУ и снижение шумов приемника.

Вследствие указанных особенностей системы тракта КРК сигнал $P_c(t)$ на выходе ФПУ системы КРК может значительно уширяться относительно импульсов (4). Обычно допуск на такое отклонение регламентируется требованием минимизации межсимвольной интерференции. Таким свойством обладает, например, широко распространенный тракт с характеристикой $H(f)$ вида «приподнятого косинуса»:

$$H(f) = \frac{1 + \cos\left(\frac{\pi f}{T}\right)}{2} . \quad (10)$$

Соотношения (6)–(12) определяют суммарную плотность вероятности шумов в присутствии и в отсутствие сигнальной посылки p_c и p_n. При этом в качестве аргументов данного распределения удобно использовать числа фотоэлектронов n. В таком случае искомые вероятности P_l и P_f запишутся, как

$$P_l = \int_{-\infty}^{U_0} p_c(n) dn , \; P_f = \int_{-U_0}^{\infty} p_n(n) dn , \quad (11)$$

где U_0 – порог срабатывания ФПУ, выраженный через n.

Подставляя значение P_f в формулу (3), можно отыскать среднюю частоту F_r генерации ложных импульсов секретного кода, вызываемых внутренними шумами ФПУ:

$$F_r = P_f B_0. \quad (12)$$

Представленная выше модель позволяет связать основные параметры канала КРК по скорости генерации ключа и вероятностью содержания в нем ошибочных символов с характеристиками фотоприемника, построенного на основе SPAD-структуры.

ЛИТЕРАТУРА

6. Laser Pulse Phenomena and Applications / Edited by Dr. F.J. Duarte. Published by InTech Janeza Trdine 9, 51000 Rijeka. Croatia, 2010.

2. Bennett C.H., Brassard G. Quantum cryptography: public-key distribution and coin tossing // Proc. of IEEE Intern. Conf. on Computers Systems, and Signal Processing, Bangalore, India, December 1984. N.Y.: IEEE Press, 1984. 175 p.

3. Gisin N., Ribordy G., Tittel W. and Zbinden H. Reviews of Modern Physics / January – March, 2002. Vol. 74, Issue 1 Published 8 March, 2002. P. 145–195.

4. Задорин А.С., Максимов А.В., Махорин Д.А. и др. Скорость генерации кода в системе квантового распределения ключей // Доклады ТУСУРа. 2011. № 2 (24). С. 139–141.

ГЕНЕРАТОР УЛЬТРАФИОЛЕТОВЫХ ИМПУЛЬСОВ ДЛЯ СПЕКТРОЗОНАЛЬНЫХ ЛЮМИНЕСЦЕНТНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

К.А. Маторин, Б.А. Щеголев, студенты[1], Д.Т. Валиев, аспирант[2]

[1]Научный руководитель Б.И. Авдоченко, к.т.н., доцент

г. Томск, ТУСУР, каф РЗИ, AvdochenkoBI@rzi.tusur.ru

[2]Научный руководитель Е.Ф. Полисадова, к.ф.-м. н., доцент

г. Томск, НИ ТПУ, каф. ЛиСТ, ИФВТ

Проект ГПО РЗИ-1202 – «Разработка и исследование импульсных преобразователей напряжения»

Разработан генератор коротких оптических импульсов повышенной мощности со светодиодным излучателем. Генератор используется в спектрозональном измерительном комплексе в качестве источника возбуждения люминесценции неорганических материалов, с длительностью импульса 10 нс. Обеспечивает проведение люминесцентных измерений с высоким временным разрешением в ультрафиолетовом спектральном диапазоне.

Источники излучения для возбуждения люминесценции с субнаносекундной длительностью импульса и высокочувствительные сверхбыстрые системы регистрации предоставляют возможности для исследования механизмов быстрых фотофизических процессов. Такие

исследования позволяют получить информацию о процессах переноса энергии в кристаллофосфорах, центрах захвата свечения [1, 2].

Современные мощные светодиоды [3], излучающие в ультрафиолетовой области спектра, работающие в импульсном режиме, могут с успехом применяться для возбуждения люминесценции многих типов материалов и являются альтернативой сложным лазерным комплексам, УФ-лампам. Спектрозональным методом измеряется зависимость интенсивности люминесценции от времени после воздействия короткого импульса [4].

Измерительная установка. Общий вид импульсного спектрозонального люминесцентного комплекса показан на рис. 1. Возбуждение образца, расположенного в измерительной ячейке *2*, производится генератором оптического импульса *1*.

Световой поток от люминесцирующего образца с помощью системы линз, состыкованных с кварцевыми световодами *3*, передается на оптический блок *4*, в котором расположены светофильтры и ФПМ, далее излучение транспортируется на входное окно фотоприемника, перед которым расположен светофильтр *6*, выделяющий заданную спектральную зону.

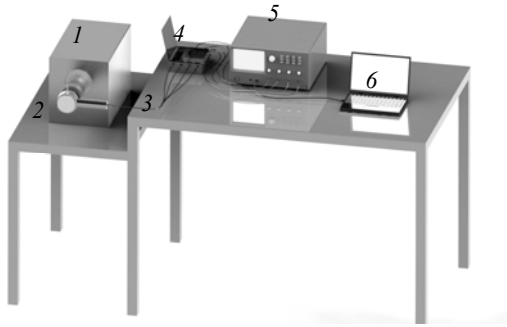


Рис. 1. Общий вид импульсного спектрозонального люминесцентного комплекса

В комплексе используются фотоприемные модули (ФПМ) фирмы «Hamamatsu» H10720-20, охватывающие широкий спектральный диапазон (230–920 нм), обеспечивающие возможность измерения переходной характеристики с временным разрешением до 1 нс. Кинетика затухания люминесценции исследуемого образца в каждой зоне регистрируется посредством ФПМ и цифрового осциллографа *5*, связанного с компьютером *6*. Обработка результатов производится посредством специальной программы, разработанной в графической среде программирования LabVIEW, позволяющая проводить расчет относитель-

ных зональных коэффициентов (ОЗКИ) с последующей визуализацией данных и сохранением полученных результатов.

Генератор ультрафиолетовых импульсов. Особенностью разработанного генератора является малая длительность фронта, спада и большая мощность ультрафиолетового импульса. Потребовалась тщательная проработка конструкции генератора, вызванная большими импульсными токами и необходимостью компенсации паразитной индуктивности подводящих проводников. Для уменьшения фронта оптического импульса использовался предложенный в [5] вариант компенсации реактивностей излучающего диода путем увеличения амплитуды импульса накачки в момент формирования переднего фронта. Основные технические характеристики формирователя: длительность импульса 10 нс, длительность фронта и спада импульса менее 1 нс, длина волны излучения $\lambda_{изл}$ 390–400 нм, оптическая мощность импульса более 100 Вт, напряжение источника питания 165–250 В, 50 Гц, габариты устройства 190×140×60 мм (без излучающего диода). Схема генератора приведена на рис. 2.

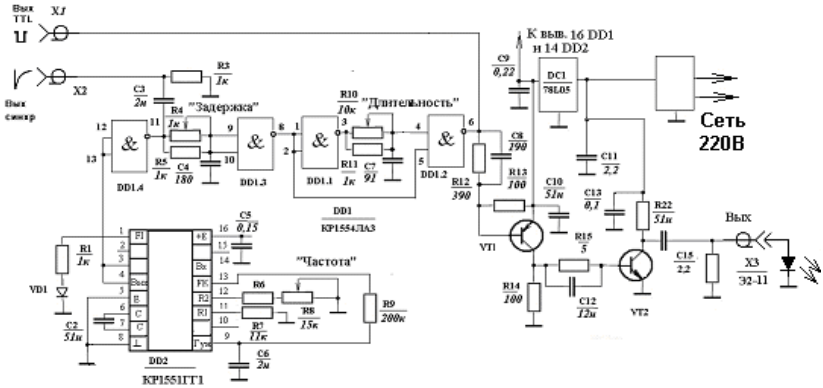


Рис. 2. Схема генератора

Задающий генератор выполнен но основе ГУН синтезатора частоты DD1. Частота повторения импульсов изменяется резистором R8. С выхода генератора импульсов через буферный элемент на элементе DD1.4 снимается импульс синхронизации осциллографа.

Электронная линия регулируемой задержки выполнена на элементе DD1.3, затем импульс поступает на регулируемый формирователь длительности на DD1.1 и DD2.2. Выходной формирователь импульсов тока выполнен на транзисторах VT1, VT2.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алукер Э.Д., Гаврилов В.В., Дейч Р.Г., Чернов С.А. Быстропротекающие радиационно-стимулированные процессы в щелочногалоидных кристаллах. Рига: Зинатне, 1987. 183 с.

2. Nanai L., Beke S., Sugioka K. Ultrafast time-resolved spectroscopy / Femtosecond-scale optics. InTech. 2011. 434 p.

3. Шуберт Ф. Светодиоды / Пер. с англ.; под ред. А.Э. Юновича. 2-е Изд. М.: Физматлит, 2008. 496 с.

4. Лисицын В.М., Полисадова Е.Ф., Валиев Д.Т., Павлов О.В. Спектрозональный метод анализа минералов с временным разрешением // Журнал прикладной спектроскопии. 2011. №3, Т. 78. С. 448–453.

5. Авдоченко Б.И., Лапатин Л.Г. Компенсация внутренних реактивностей нагрузки с использованием неминимально-фазовых цепей при формировании субнаносекундных импульсов // Изв. вузов. Физика. 2006. Т. 49, №9. С. 129–131.

УСТРОЙСТВО ЗАЩИТЫ ШИРОКОПОЛОСНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ОТ ПЕРЕГРУЗКИ ПО ВХОДУ

Р.С. Мельников, магистрант

г. Томск, ТУСУР, Melnik_001@mail.ru

Проект ГПО РЗИ-902 – «Устройства регулирования, модуляции и ограничения амплитуды мощных периодических и импульсных сигналов»

С начала развития усилительной техники совершенствовались также и устройства защиты усилителей от перегрузок, в том числе и от перегрузок по входу. 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. Использование данного эффекта в схемах управления позволяет создавать быстродействующие устройства управления для работы с большими входными напряжениями. Эффект двустороннего ограничения сигналов биполярным транзистором с закрытыми переходами подробно описан в [1, 2].

В настоящее время отсутствуют эффективные схемы защиты широкополосных усилителей мощности от перегрузок по входу. Для их защиты рассмотрим использование схемы устройства управления (УУ) с LC-коррекцией, представленной на рис. 1.

На рис. 2 приведены расчетные зависимости выходного напряжения $U_{\text{вых}}$ от $U_{\text{упр}}$ УУ без использования LC-коррекции и при подаче на вход сигнала амплитудой 30 В на частотах 3, 100 и 170 МГц.

Как видно из рис. 2, с повышением частоты управляемого сигнала уменьшается максимальное значение выходного напряжения. LC-коррекция предназначена для устранения указанного недостатка. На рис. 3 приведены расчетные зависимости максимального значения напряжения на выходе УУ без коррекции и с LC-коррекцией.

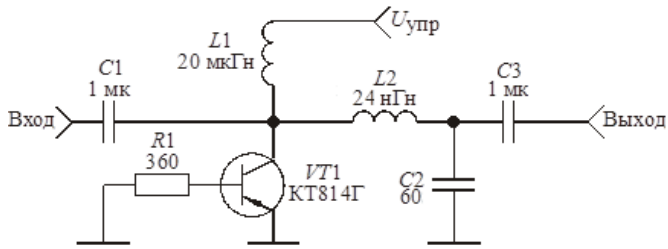


Рис. 1. Схема устройства управления

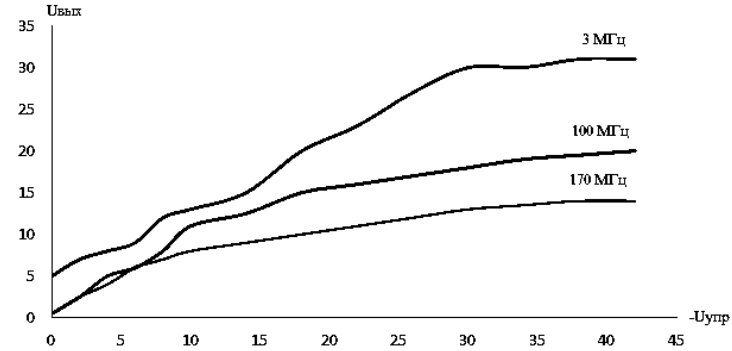


Рис. 2. Зависимость выходного напряжения от напряжения управления

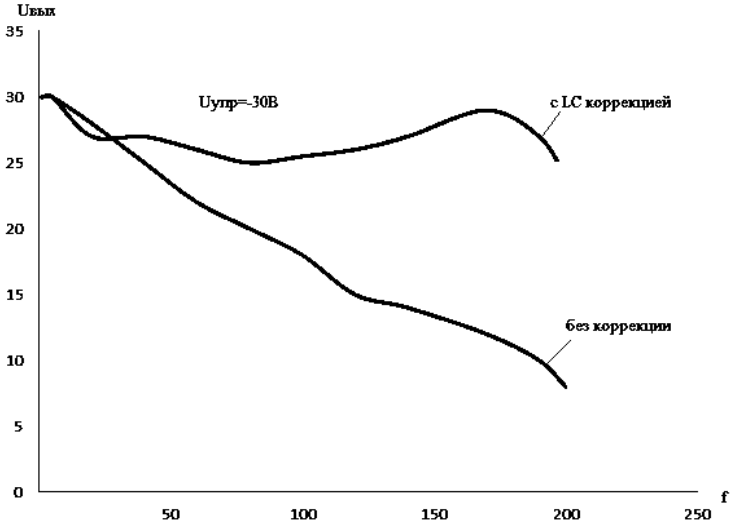


Рис. 3. Зависимость выходного напряжения УУ от частоты

Из рис. 3 следует, что введение LC-коррекции позволило минимизировать уменьшение максимального значения выходного напряжения в диапазоне частот.

На рис. 4 приведены расчетные зависимости напряжения на выходе УУ при изменении амплитуды сигнала на входе УУ, при напряжении управления равном –5 В, и для частот сигнала 3, 50 и 130 МГц.

Как видно из рис. 4, при изменении амплитуды сигнала на входе от 10 до 60 В напряжение на выходе УУ меняется не более чем на 5%. В диапазоне частот изменение выходного напряжения также незначительно.

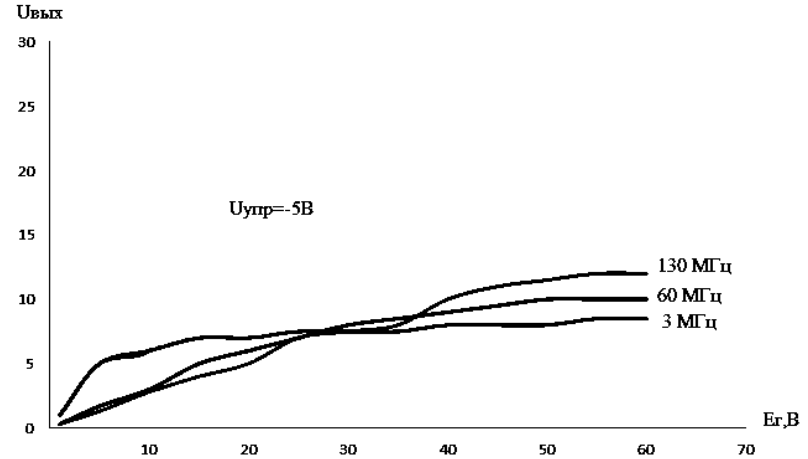


Рис. 4. Зависимость выходного напряжения от амплитуды входного сигнала

Таким образом, предлагаемое УУ с LC-коррекцией может быть использовано в качестве устройства защиты широкополосных усилителей мощности от перегрузки по входу.

Расчеты были проведены в программной среде Multisim 12.0.

ЛИТЕРАТУРА

1. Титов А.А. Регулировка и модуляция амплитуды мощных сигналов // Электросвязь. 2007. № 12. С. 46–48.

2. Титов А.А. Устройства управления амплитудой на основе эффекта двухстороннего ограничения мощных сигналов биполярным транзистором с закрытыми переходами. Томск: Изд-во ТУСУРа, 2012. 191 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ КАНАЛА СВЯЗИ НОВОЙ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ МЕТОДОЛОГИИ СИСТЕМНОГО АНАЛИЗА

А.Б. Мирманов
г. Астана, КазАТУ им. С. Сейфуллина

Проект создания новой сверхвысокочастотной измерительной системы для геофизических исследований, использующей в качестве канала передачи сигнала буровую трубу как волновод с запредельными по отношению к распространяемым типам волн параметрами, связан с решением системных проблем, таких как противоречие между мощностью передатчика и частотой, сильное затухание сигнала в канале связи, способ передачи данных и кодирование информации [1]. Системный анализ является мощной методологией обоснования решения в условиях сильной неопределенности, объединяя общий алгоритм системного подхода с аналитическим процессом принятия решения. Особенностью системного анализа является широкое использование моделей систем. Общепринято подразделять все проблемы на три класса: хорошо структурированные, или количественно сформулированные, проблемы; неструктурированные, или качественно выраженные, проблемы; слабоструктурированные, или смешанные, проблемы.

Задача проектирования геоинформационной системы вследствие существенного уровня неопределенности условий относится к классу слабоструктурированных проблем. Например, для канала связи рассматриваемой системы характерным является наличие многочисленных мультипликативных помех, то есть случайных изменений параметров сигнала в точке приема. Это обусловлено случайностью параметров среды распространения. Скважина представляет собой запредельный 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. Для влияния мультипликативных помех и затухания предложена простая математическая модель, описывающая статистические характеристики параметров канала связи [2]:

$$s(t) = m(t) \int C(t,\tau) s_i(t,\tau) d\tau + \varepsilon(t) ,$$

где $s(t)$ – принятый сигнал; $s_{\text{i}}(t)$ – излучаемый передатчиком сигнал; $m(t)$ – импульсная переходная характеристика канала; $C(t,\tau)$ – временные импульсные отклики канала с затуханиями; $\varepsilon(t)$ – переменная, характеризующая параметры канала с гауссовым белым шумом.

Если говорить о классе подходящих к решению задачи моделей, с точки зрения системологии наиболее рациональны не оптимизационные, а имитационные, или портретные, модели. Они могут быть построены на математическом аппарате параметрических дифференциальных уравнений, то есть на приближении модели к реальной системе за счет приближения числа координат модели к числу фазовых координат системы:

$$\begin{cases} dx(t)/t = A(t)x(t) + B(t)u(t) + E(t)\varepsilon(t); \\ y(t) = C(t)x(t) + D(t)v(t), \end{cases}$$

где $x(t)$ – переменные состояния; $u(t)$ – входной сигнал; $v(t)$ – принятый сигнал; $\varepsilon(t)$ – шум; $A(t)$, $B(t)$, $C(t)$, $D(t)$ – матрицы состояний; $E(t)$ – матрица шумов. Нестационарность модели обусловливает сложность решения задачи оценки функции принимаемого сигнала.

В настоящее время созданы мощные миниатюрные полупроводниковые источники электромагнитного излучения, обладающие уровнем мощности, достаточным для распространения импульсных сигналов через среды с большим затуханием [3]. Это открывает новые возможности для технической реализации принципиально новых телекоммуникационных систем для геофизических исследований.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kochumeev V.A., Mirmanov A.B., Pushkarev V.P., Stukach O.V. Problems in Design of the New Microwave Geophysical Measuring System // Вестник Евразийского национального ун-та им. Л.Н. Гумилева. 2012. № 4(89). С. 267–270.

2. Методы обработки сигналов при наличии помех в канале связи / Под ред. Е.Ф. Камнева. М.: Радио и связь, 1985. 223 с.

3. Мирманов А. Разработка перспективной геофизической информационно-измерительной системы // Матер. 50-й Междунар. науч. студенческой конф. «Студент и научно-технический прогресс»: Физика твёрдого тела и электроника / Новосиб. гос. ун-т. Новосибирск, 2012. С. 85.

ПРИМЕНЕНИЕ МОМЕНТНЫХ ИНВАРИАНТОВ В ЗАДАЧАХ РАСПОЗНАВАНИЯ ОБРАЗОВ ВАСКУЛЯРНОГО РИСУНКА ЛАДОНИ

Ш.Ш. Монгуш, студентка 4-го курса,
А.В. Максимов, ст. преподаватель
г. Томск, ТУСУР, РТФ, каф. РЗИ, shoraanamongysh@yahoo.com
Проект ГПО РЗИ-1001 – «Система контроля и управления доступом»

Во многих задачах обработки цифровых изображений нашли широкое применение моментные характеристики изображений и рассчитываемые на их основе. Моментные инварианты стали важнейшим

инструментом для распознавания образов независимо от их особого положения, ориентации, угла обзора и других изменений. Основным достоинством моментных инвариантов является нечувствительность их к поворотам изображения, что делает их применение эффективными в качестве признаков в задаче обнаружения и распознавания на изображении объектов неизвестной ориентации [1]. Инварианты отличаются чрезвычайной сложностью решения, особенно в случае одновременного воздействия на изображение всех трех компонент геометрического преобразования (сдвиг, поворот, масштабирование) [3].

Моментные инварианты – это признаки изображения, построенные на основе степенных моментов и описывающие силуэт некоторого объекта. В соответствии со своим названием данные признаки являются инвариантными к аффинным преобразованиям изображения.

С помощью алгебраической теории инвариантов получены семь моментных инвариантов изображения [2].

Для обработки цифровых изображений используются дискретные аналоги моментных характеристик. Формула момента порядка (*k, s*) записывается в следующем виде [1]:

$$\mu_{ks} = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} (m^k n^s x(m,n), \quad k,s = 0,1\ldots, \tag{1}$$

где $x(m, n)$ – исходное изображение.

Обычно в задачах распознавания используются центральные моменты, обладающие инвариантностью к сдвигу изображения.

Соответствующий центральный момент задается формулой

$$\mu_{ks} = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} (m-\overline{m})^k (n-\overline{n})^s x(m,y)dmdn, \;\; k,s = 0,1\ldots, \tag{2}$$

где $\overline{m} = \dfrac{m_{10}}{m_{00}}$; $\overline{n} = \dfrac{m_{01}}{m_{00}}$ – координаты центра тяжести изображения.

Очевидно, что центральные моменты (2) выражаются через моменты (1):

$$\mu_{ks} = \sum_{i=0}^{k}\sum_{j=0}^{s} (-1)^{i+j} C_k^i C_s^j \overline{m}^{k-i} \overline{n}^{s-j} t_{ij}, \tag{3}$$

где $C_k^i C_s^j$ – биноминальные коэффициенты. Для центрированного изображения (при $\overline{m} = \overline{n} = 0$) значения моментов (1) и (2) совпадают.

Центральные моменты (2) могут нормироваться для обеспечения инвариантности к масштабированию изображения.

С помощью центральных моментов определяются характеристики, инвариантные к повороту изображения (моментные инварианты).

Имея набор характеристик, возможно определение следующих семи аффинных преобразований моментных инвариантов, инвариантных относительно сдвигов, поворотов, а также растяжений (масштабирований) и сжатий [4].

1) $\Phi_1=\mu_{20}+\mu_{02}$,

2) $\Phi_2=(\mu_{20}+\mu_{02})^2+4\mu^2_{11}$,

3) $\Phi_3=(\mu_{30}+3\mu_{12})^2+(3\mu_{21}-\mu_{03})^2$,

4) $\Phi_4=(\mu_{30}+3\mu_{12})^2+(\mu_{21}-\mu_{03})^2$,

5) $\Phi_5=(\mu_{30}+3\mu_{12})(\mu_{30}+\mu_{12})[(\mu_{30}+\mu_{12})^2-3(\mu_{21}+\mu_{03})^2]+$
$+(3\mu_{21}-\mu_{03})(\mu_{21}+\mu_{03})[3(\mu_{30}+\mu_{12})^2-(\mu_{21}+\mu_{03})^2]$,

6) $\Phi_6=(\mu_{20}+\mu_{02})[(\mu_{30+}\mu_{12})^2-(\mu_{21}+\mu_{03})^2]+4\mu_{11}(\mu_{30}-\mu_{12})(\mu_{21}+\mu_{03})$,

7) $\Phi_7=(3\mu_{21}+\mu_{03})(\mu_{30}+\mu_{12})[(\mu_{30}+\mu_{12})^2-3(\mu_{21}+\mu_{03})^2]-$
$-(\mu_{30}-3\mu_{12})(\mu_{21}+\mu_{03})[3(\mu_{30}+\mu_{12})^2]-(\mu_{21}+\mu_{03})^2]$.

В данном наборе используются только моменты до порядка (k, s) при $k+s\leq 3$. В работах используется более узкий набор инвариантов, входящих в указанное множество (1–7).

Алгоритм вычисления заданного набора моментных инвариантов для каждого изображения включает следующие этапы:

1) вычисление треугольной матрицы моментов $\mu_{ks}(k+s \leq K)$ до заданного порядка K;

2) вычисление линейных комбинаций моментов, задающих вещественные и мнимые части требуемых комплексных моментов;

3) вычисление значений инвариантов.

На рис. 1 представлены 7 порядков моментного инварианта и вычислены значения.

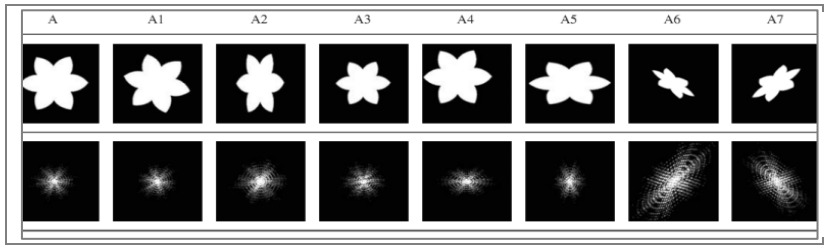


Рис. 1. Исходные изображения и их инварианты

Значение инвариантов для 3 разных порядков рис. 1

	A	*A*1	*A*2	*A*3	*A*4	*A*5	*A*6	*A*7
*I*1	14,3005	14,3780	14,4799	14,2866	14,4397	14,4004	14,3767	14,3691
*I*2	26,2725	26,4554	26,6123	26,2548	26,5903	26,5039	26,4375	26,4508
*I*3	41,0572	41,3342	41,5831	41,0326	41,5438	41,4065	41,3070	41,3272

Моментные инварианты строятся именно на сравнении инвариантных объектов с их исходными объектами. Алгоритм вычисления и получения результатов моментных инвариантов в среде *Matlab* не вызывает трудностей. Поэтому их можно рекомендовать для применения в задачах распознавания васкулярного рисунка ладони.

ЛИТЕРАТУРА

1. Глумов Н.Г. Построение и применение моментных инвариантов для обработки изображений в скользящем окне. 9 с.

2. Корнилов В.Ю. Система моментных инвариантов изображения. СПб.: Автометрия, 2002. 80 с.

3. Кухарев Г.А. Биометрические системы: методы и средства идентификации личности человека. СПб.: Политехника, 2001. 240 с.

4. Самарина О.В. Геометрический подход к определению инвариантов изображения. 2008. 8 с.

ОЦЕНКА СИСТЕМАТИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ФОРМЫ ИМПУЛЬСНОГО СИГНАЛА РЕГИСТРИРУЮЩИМ УСТРОЙСТВОМ

М.А. Назаров, студент 5-го курса

Научный руководитель Э.В. Семенов, д.т.н., доцент

г. Томск, ТУСУР, edwardsemyonov@narod.ru

Разработка и создание современных средств измерения характеристик нелинейных цепей в режимах, близких к режимам их функционирования, являются важным направлением в области развития измерительной техники.

В настоящее время на кафедре РЗИ на базе генератора Tabor Electronics 5201 и регистрирующего устройства National Instruments PXI-5114 разрабатывается характериограф для измерения нелинейных вольт-амперных и вольт-фарадных характеристик однопортовых устройств, работающих на коротких видеоимпульсах [1]. В разрабатываемом характериографе регистрирующее устройство вносит линейные искажения, величину которых нужно оценить.

Целью работы является оценка искажений формы сигнала регистрирующим устройством.

Методика оценки искажений формы сигнала. В разрабатываемом характериографе в регистрирующем устройстве из-за неравномерности амплитудо-частотной и фазочастотной характеристик возникают линейные искажения, величина которых будет различна при разных формах импульсов. Оценить эти искажения можно, найдя комплексную передаточную функцию регистрирующего устройства.

Передаточная функция определяется отношением выходного спектра сигнала ко входному $H(\omega)=S(\omega)_{\text{вых}}/S(\omega)_{\text{вх}}$.

Для оценки искажений формы сигнала подадим на вход исследуемого регистрирующего устройства импульс (единичный скачок) с референсного генератора И1-12 с формирователем импульсов Ф-04 с длительностью фронта $\tau_{\text{фр}} \le 70$ пс (что значительно меньше времени переходных процессов в регистрирующем устройстве). Передний фронт зарегистрированного импульса показан на рис. 1.

Единичный скачок – это неэргодический сигнал, и от него сложно взять прямое преобразование Фурье (ППФ), поэтому возьмем производную от него и тем самым получим эргодический сигнал, ППФ от которого можно легко найти по теореме дифференцирования $s_2(t)=\partial s_1(t)/\partial t \to S_2(\omega)=i\omega S_1(\omega)$. Домножим числитель и знаменатель передаточной функции на $i\omega$, тогда $H(\omega)=i\omega S(\omega)_{\text{вых}}/i\omega S(\omega)_{\text{вх}}$. Поэтому передаточная функция определяется как отношение спектров производных сигналов.

Передний фронт импульса $\tau_{\text{фр}}$ = 70 пс значительно меньше периода дискретизации $T_{\text{д}}$ = 200 пс регистрирующего устройства, поэтому тестовый сигнал в дискретном представлении можно считать функцией Хевисайда, и производная от неё в точке перехода вычисляется как $\Delta u/T_{Д}$, где Δu – перепад напряжения единичного скачка. В остальных точках производная равна нулю.

График АЧХ передаточной функции показан на рис. 2.

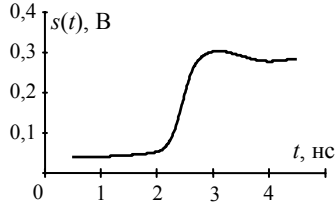


Рис. 1. График переднего фронта зарегистрированного импульса

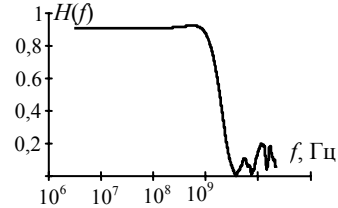


Рис. 2. АЧХ исследуемого регистрирующего устройства

Для генератора Tabor Electronics 5201, используемого в проектируемой установке, самый короткий импульс 10 нс. Для самого короткого импульса искажения будут максимальные.

Подадим такой импульс на вход модели регистрирующего устройства с выхода генератора. Из рис. 3 видно, что сигналы по форме визуально совпадают. Вычислим абсолютную погрешность сигнала,

нормированную относительно амплитуды сигнала и построим её график (рис. 4).

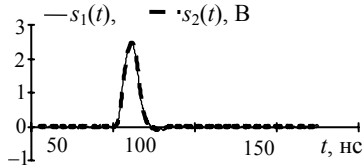


Рис. 3. Графики входного сигнала и сигнала, зарегистрированного регистрирующим устройством

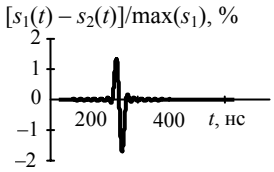


Рис. 4. Абсолютная погрешность сигнала нормированная относительно амплитуды сигнала

Максимальная погрешность составляет не более 1,3%.

Проделаем то же самое для трепецеидального импульса длительностью 100 нс, который будем использовать в проектируемой установке (рис. 5, 6). Максимальная погрешность составляет не более 0,8%.

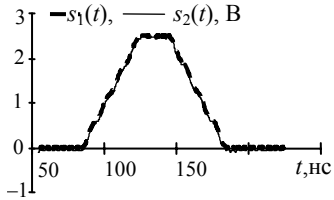


Рис. 5. Графики входного сигнала и сигнала, зарегистрированного регистрирующим устройством

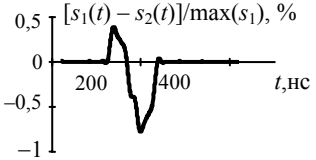


Рис. 6. Абсолютная погрешность сигнала, нормированная относительно амплитуды сигнала без коррекции

Заключение. В результате проделанной работы удалось оценить искажения формы сигнала и найти максимальное значение искажений, которые вносит регистрирующее устройство для разных форм импульсов. Для колоколообразного импульса длительностью 10 нс искажения составляют не более 1,3%, а для трапециедального импульса длительностью 100 нс – не более 0,8%.

ЛИТЕРАТУРА

1. Semyonov E.V. Ultra-short pulse meter of current-voltage and capacitance-voltage characteristics for Ni LabVIEW // Microwave and Telecommunication Technology (CriMiCo). 2012. 22-nd International Crimean Conference, 2012. P. 857–858.

2. Remley K.A. Practical applications of nonlinear measurements // Microwave Measurement Conference. 2009. P. 1–15.

АВТОМАТИЧЕСКОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ЗНАЧЕНИЙ IP_3 В СРЕДЕ LABVIEW

М.В. Побаченко, аспирант, А.А. Лукина, магистр
Научный руководитель А.С. Задорин, проф. каф. РЗИ ТУСУРа
г. Томск, ТУСУР, каф. РЗИ, pobachenko@gmail.com,
anna-angel1987@mail.ru, Anatoly.Zadorin@rzi.tusur.ru

С каждым годом происходит усложнение радиотехнических устройств, возрастает количество технических требований и параметров, изменяются требования к применяемой измерительной технике.

Современная элементная база позволяет использовать в средствах измерения более сложные методы обработки информации и соответствующий математический аппарат. При этом пропорционально сложности измерительной техники возрастает стоимость подобных приборов. Многие лаборатории не могут финансово позволить оборудовать каждое рабочее место анализатором спектра с автоматическим измерением параметров (рис. 1). Это вызывает трудности, при измерении таких параметров, как интермодуляционные искажения 3-го порядка (IP_3).

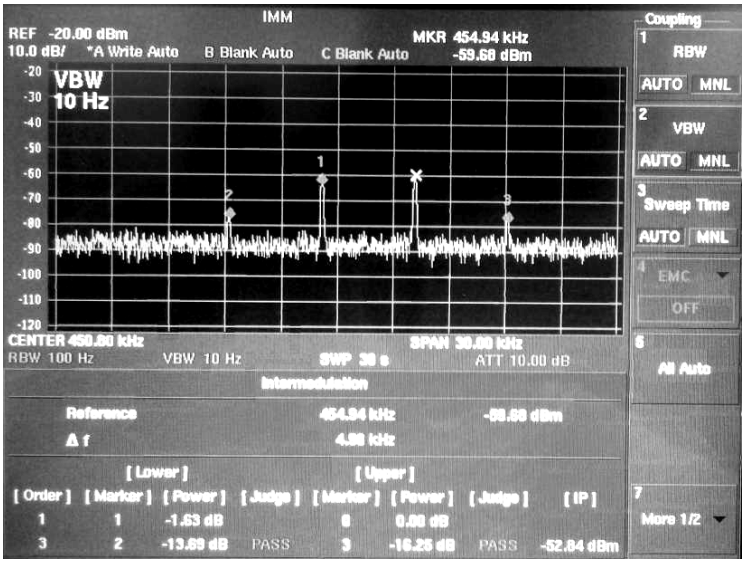


Рис. 1. Анализатор спектра Advantest
с функцией автоматического измерения IP_3

Более дешевые модели приборов имеют ограниченный набор дополнительных функций. При использовании подобных приборов опе-

ратор должен обладать более глубокими знаниями методов измерения. Для измерения IP_3 используется косвенный метод измерения. Значение вычисляется по формулам (рис. 2) [1, 2]

$$OIP_3 = \frac{3 \cdot P_0}{2} - \frac{IM_3}{2}, \quad (1)$$

$$IIP_3 = \frac{\Delta P}{2} + P_{in}, \quad (2)$$

$$OIP_3 = IIP_3 + G, \quad (3)$$

где P_0 – мощность сигнала основного тона на выходе устройства; IM_3 – мощность интермодуляционной составляющей 3-го порядка; ΔP – разность между сигналом основного тона и интермодуляционной составляющей 3-го порядка; P_{in} – входная мощность сигнала основного тона; G – коэффициент передачи.

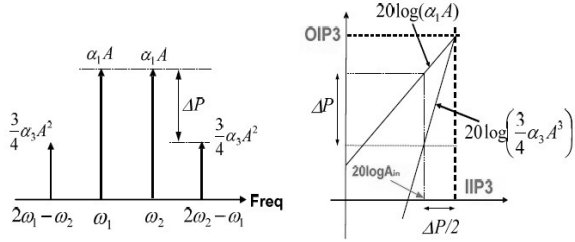


Рис. 2. Метод измерения IP_3

В ходе работы предпринята попытка реализации программного анализатора спектра на основе преобразования Фурье сигнала осциллографа. Однако низкая чувствительности прибора не позволяет измерять сигналы с низким уровнем мощности.

Использование автоматического измерения IP_3 в среде Labview позволяет расширить функциональные возможности бюджетных анализаторов спектра, значительно сократить время измерения, исключить ошибку оператора при считывании уровней мощности на экране анализатора и расчете значения по вышеуказанным формулам. Реализация программного анализатора спектра на основе сигнала осциллографа дает худшую разрешающую способность, которая не позволяет проводить измерения IP_3. Ввиду вышесказанного для проведения измерения характеристик IP_3 в лабораторных работах необходим бюджетный спектроанализатор с программным управлением.

ЛИТЕРАТУРА

1. RF design software by Arden Technologies. URL: http://ardentech.com

2. Power RF amplifiers technical reference material. URL: http://www.rf-amplifiers.com

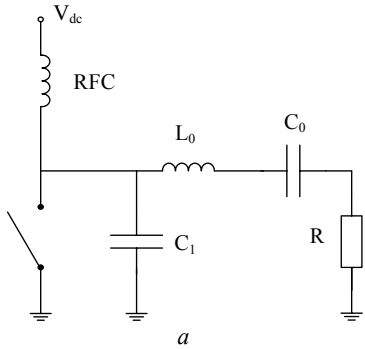
УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ КЛАССА Е Х-ДИАПАЗОНА

А.Ю. Попков, аспирант каф. СВЧиКР
г. Томск, ТУСУР, a.popkov@sibmail.com

Усилитель мощности (УМ) класса Е – это усилитель с активным элементом, работающим в ключевом режиме. Его идеализированная схема показана на рис. 1, *а*, а оптимальные формы волн тока и напряжения на активном приборе – на рис. 1, *б*, *в*.

В усилителе мощности наиболее значительные потери – это потери на активном элементе. Чтобы уменьшить потери, необходимо минимизировать напряжение на активном элементе во включенном состоянии и ток – в выключенном состоянии, а также уменьшить время, когда ток и напряжения существуют одновременно. Для обеспечения последнего условия время коммутации на высоких частотах должно быть маленьким по сравнению с периодом усиливаемого сигнала [1].

Поскольку основным условием является то, что время, в течение которого активный элемент находится в состояниях ВКЛ и ВЫКЛ, не должно превышать периода ВЧ колебания, то основной проблемой при разработке усилителей класса Е является обеспечение условий функционирования с ростом частоты. Кроме того, на высоких частотах увеличивается влияние паразитных эффектов на КПД, выходную мощность и рабочую полосу частот.



а

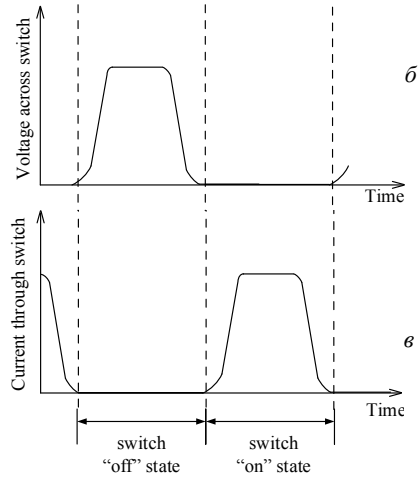


Рис. 1. Схема идеального УМ класса Е (*а*) и его оптимальные формы волн напряжения (*б*) и тока (*в*) на активном приборе

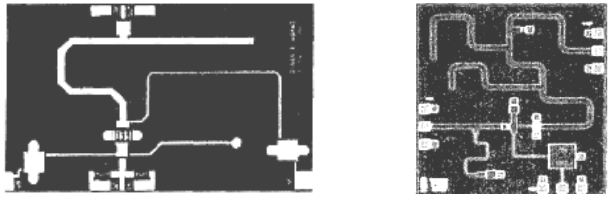
Работы последних лет направлены на решение проблем, связанных с повышением рабочих частот усилителей класса Е, обеспечивая оптимальные характеристики.

Существует несколько готовых решений усилителей класса Е X-диапазона частот, различающихся используемыми материалами, нагрузочными цепями, технологиями изготовления активных элементов и т.д.

Первый успешно разработанный и изготовленный высокоэффективный УМ класса Е X-диапазона рассмотрен в статье Р. Тайрани в 2001 г. [2]. В ней представлен типичный алгоритм расчета, анализа и оптимизации усилителя на основе 0,3×600 мкм GaAs pHEMT-устройства.

Кроме того, Тайрани приводит характеристики, необходимые для точного моделирования УМ, работающих в ключевом режиме.

Параллельно с Тайрани разработкой высокоэффективных усилителей класса Е для космических РЛС занималась группа ученых исследовательской лаборатории ВВС США и TRW Electronics and Technology Division [3]. Широкополосный высококоэффективный УМ состоит из одного каскада (рис. 2, *б*). Компромис между уменьшением вносимых входной цепью потерь и условиями режима работы УМ класса Е достигается благодаря использованию двух разомкнутых шлейфов, соединенных с шунтирующим конденсатором. В 2005 г. та же лаборатория, но уже совместно с Northrop Grumman Space Technology, представила УМ, изготовленный по той же технологии, но с увеличенной шириной рабочих частот до 40% [4].

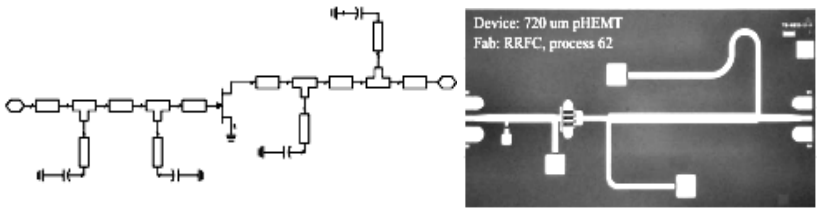


а *б*

Рис. 2. МИС УМ [2] – *а*; фотография широкополосного УМ класса Е – *б*

Дальнейшие работы Тайрани (2007 г.) описывают разработку монолитных УМ класса Е для космических РЛС [5] и приемопередающих модулей [6] на основе GaAs и GaN соответственно. В работе [5] УМ разрабатывается по методике, предложенной в [2], с учетом сохранения форм тока и напряжения в широкой полосе частот (7–14 ГГц). Для этого с помощью Advanced Design Studio (ADS) специально разработана широкополосная нагрузка усилителя. Схема устройства и его топология изображены на рис. 3. В [6] представлен УМ класса Е уже на основе копланарной линии передачи с использованием активного элемента на основе нитрида галлия (GaN). Разработанный усили-

тель имеет более стабильные энергетические характеристики в широком диапазоне частот (6–12 ГГц).

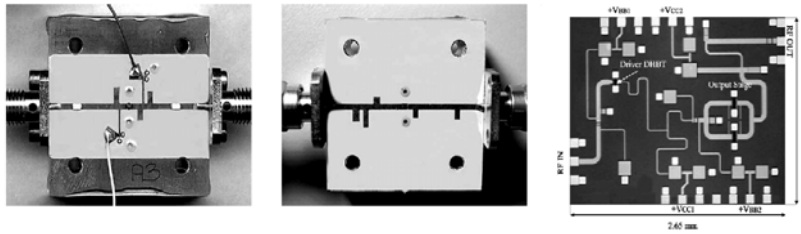


а *б*

Рис. 3. Схема УМ класса Е – *а*; МИС УМ класса Е – *б*

Одним из решений проблемы повышения КПД УМ класса Е является использование динамического управления смещением на стоке, предложенное разработчиками Университета Колорадо в 2004 г. [7]. Схема УМ, приведенная в статье, позволяет уменьшить рассеивание тепла УМ с 88 до 45 мВт и имеет КПД, равный 60% на частоте 10 ГГц.

В [8] они же сравнивают УМ на основе GaAs MESFET (рис. 4, *а*) и InP DHBT (рис. 4, *б*). УМ на основе GaAs имеет намного более широкий диапазон частот с равномерными характеристиками, чем УМ на основе InP, у которого немного более высокие пиковые значения. Для улучшения характеристик они разработали УМ, состоящий из двух каскадов (рис. 4, *в*) [9]. Использование второго каскада в схеме на основе InP DHBT значительно расширяет ширину полосы рабочих частот. Недостатком таких УМ являются более сильные нелинейные искажения.



а *б* *в*

Рис. 4. УМ класса Е на основе GaAs MESFET – *а*; УМ класса Е на основе InP DHBT – *б*; двухкаскадный монолитный высокоэффективный УМ класса Е – *в*

В более поздней работе 2011 г. [10] сравниваются два УМ, один из которых построен с использованием одиночной усилительной ячейки, второй – со сдвоенной. По результатам, приведенным в таблице,

можно сказать, что главное отличие заключается в КУ, который больше примерно на 2 дБ у сдвоенного решения.

В [11] представлены высокомощные высокоэффективные усилители класса Е X-диапазона на основе GaN монолитных интегральных схем (MMIC), подобных конфигурации усилителя Догерти.

Оценивая состояние УМ класса Е, можно сказать, что основной проблемой по-прежнему остается повышение рабочих частот с сохранением высоких КПД, выходной мощности, КУ и достаточно широкого диапазона частот. На сегодняшний день имеется несколько способов улучшения характеристик УМ (использование различных топологий устройств, использование активных элементов на основе различных материалов и топологий, и т.д.). Хочется выделить GaN HEMT-устройства, которые показали огромный потенциал для разработки высокоэффективных УМ, т.к. имеют более высокие поле пробоя, скорость насыщения и рабочие температуры и выглядят весьма перспективными и позволяют разрабатывать УМ класса Е с лучшими характеристиками.

Характеристики известных УМ класса Е X-диапазона частот

Ссылка	Технология		Полоса частот, %	КПД, %	Коэф. усиления, дБ	Вых. мощность, дБм
[2]	GaAs-pHEMT		20	63	10	24
[3]	InP-DHBT		20	49–58	9,6–10,5	18,5–23,9
[4]	InP-DHBT		40	60–45	9–11,5	21,5–19
[5]	GaAs-pHEMT		67	83–50	10–11,5	26–24
[6]	GaN-HEMT		44	43–57	10	37
[7]	GaAs-MESFET		–	41–60	7,5	19
[8]	GaAs-MESFET		15	53	7,8	20,3
	InP-HBT		3	57	9	20,8
[9]	GaAs-MESFET		14	52	16	20
	InP-DHBT		31	52	24,6	24,6
[10]	GaAs-pHEMT	(1)	10	57–65	6,4	31
		(2)	13	52–68	8,5	27
[11]	GaN-HEMT		30	58	10	33

ЛИТЕРАТУРА

1 Grama A. et al. CAD tool for a class E tuned power amplifier design // 34-th International Spring Seminar on Electronics Technology (ISSE). May 2011. P. 637–640.

2. Tayrani R. A Monolithic X-band Class-E Power Amplifier // IEEE GaAs IC Symposium. Oct. 2001. P. 205–208.

3. Quach T. et al. Broadband Class-E Power Amplifier for Space Radar Application // IEEE GaAs IC Symposium Digest. 2001. P. 209–212.

4. Watson P. et al. An Indium Phosphide X-band Class-E Power MMIC with 40% Bandwidth // IEEE Compound Semiconductor Integrated Circuit Symposium. 2005.

5. Tayrani R. A Highly Efficient Broadband (7–14 GHz) Monolithic Class E Power Amplifier for Space Based Radar // IEEE Radio Frequency Integrated Circuit Symposium. June 2007. P. 721–724.

6. Tayrani R. A Spectral Pure 5.0 W, High PAE, (6–12 GHz) GaN Monolithic Class E Power Amplifier for Advanced T/R Modules // IEEE Radio Frequency Integrated Circuit Symposium. 2007. P. 581–584.

7. Wang N. et al. 60% efficient 10–GHz power amplifier with dynamic drain bias control // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. March 2004. P. 1077–1081.

8. Pajic S., Wang N., Popovic Z. Comparison of X-band MESFET and HBT class-E power amplifiers for EER transmitters // IEEE MTT-S International Microwave Symposium Digest (MTT). June 2005.

9. Pajic S. et al. X-band two-stage high-efficiency switched-mode power amplifiers // IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques. Sent. 2005. P. 2899–2907.

10. Florian C. et al. Design of L and X band class E power amplifiers with GaAs pHEMT technology for space SAR // IEEE International RF and Microwave Conference. 2011. P. 347–350.

11. Moon J.S., Moyer H., Macdonald P. et al. High Efficiency X-band Class-E GaN MMIC High-Power Amplifiers // IEEE Topical Conference on Power Amplifiers for Wireless and Radio Applications. 15–18 Jan. 2012. P. 9–12.

12. Sokal N.O., Sokal A.D. Class E – a new class of high–efficiency tuned single-ended switching power amplifiers // IEEE Journal of Solid–State Circuits. Vol. SC–10, №3. June 1975.

13. Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. Донецк: Апекс, 2004. 447 с.

ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПОЛИНОМИАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПРИ НАБЛЮДЕНИИ ЧАСТОТ КОДОВЫХ КОМБИНАЦИЙ

А.Н. Шкердин[1], М.А. Сонькин[2], зав. каф. ИПС, д.т.н.

г. Орел, Академия ФСО[1]; г. Томск, НИ ТПУ, Института кибернетики[2]

Анализ последних достижений в области совершенствования телекоммуникаций позволяет говорить о качественном обновлении системы фиксированной спутниковой связи благодаря внедрению новых технологий помехоустойчивого кодирования сигналов, а также эффективного сжатия передаваемой информации и мультиплексирования каналов.

В связи с высокой чувствительностью сжатых сообщений даже к одиночным ошибкам на системы связи накладываются очень жесткие

требования по помехозащищенности. Согласно рекомендации X.25 вероятность возникновения ошибки в системах передачи данных, по которым передаются сжатые сообщения, должна быть не более 10^{-10}. Для обеспечения этого требования используются процедуры помехоустойчивого кодирования совместно с протоколами переспроса по каналу обратной связи (Automatic Repeat reQuest – ARQ).

В таких системах для исправления ошибок используется канальный помехоустойчивый код с высокой исправляющей способностью, а в качестве кода, обнаруживающего ошибки, используется код ARQ, получаемый при помощи кадровой проверочной последовательности, – FCS (Frame check sequence).

Ведение мониторинга характеризуется рядом ограничений на качество приема. При этом невозможно организовать канал обратной связи. Тогда для системы мониторинга вероятность ошибки после канального декодера ($10^{-3} – 10^{-6}$). В этом случае с помощью FCS можно только определить, что в принятом кадре произошла ошибка, но нет возможности произвести запрос на повторную передачу для ее исправления. Помехозащищенность такого канала значительно снижается по сравнению со стандартной схемой связи и определяется только исправляющей способностью канального декодера. Это приводит к ошибкам при приеме передаваемых архивированных файлов, что практически равнозначно отсутствию приема.

Таким образом, возникает задача обеспечения требуемой для передачи архивированных файлов помехозащищенности без использования канала обратной связи. Для решения этой задачи в системах связи предлагались методы суммарной корректировки от нескольких приемных трактов и использование повторно переспрошенных приемной стороной пакетов, однако данные методы не вполне подходят для системы радиоразведки. Широкое распространение методов сжатия данных, более чувствительных к искажениям, осложняет решение этой задачи.

Современные методы помехоустойчивого кодирования / декодирования ориентированы лишь на снижение вычислительной сложности алгоритмов. Поэтому, целесообразной является попытка использования статистических характеристик принимаемого сигнала в алгоритмах декодирования помехоустойчивого кода. Это позволит использовать свойство обнаружения помехоустойчивого кода для исправления путем локализации (выделения) обнаруженных ошибок и их исправления на основе статистических характеристик принимаемого сигнала и свойств помехоустойчивого кода [1].

Наиболее трудной по вычислительной сложности, но в то же время актуальной является задача исследования статистических характе-

ристик принимаемого сигнала в алгоритмах декодирования помехоустойчивого кода, основанная на использовании свойства помехоустойчивого кода для исправления обнаруженных ошибок путем их локализации (выделения).

Для решения основной задачи решаются частные задачи разбиения кодовых слов на блоки помехоустойчивого кода и оценки параметров полиномиального распределения вероятностных частот блоков. Оценка параметров полиномиального распределения производится по методу максимума правдоподобия. Для этого определен канал наблюдения в виде случайной выборки кодовых комбинаций блока разбиения, из чего выводится функция правдоподобия выборки.

$$P\left(\overrightarrow{n_i}/\overrightarrow{P}\right)=\frac{n!}{n_1!..n_{2^{m_i}}!}p_1^{n_1}..p_{2^{m_i}}^{n_{2^{m_i}}},\quad \text{где } p_i\geq 0,\quad \sum_{i=1}^{2^{m_i}}p_i=1.$$

Оценка максимального правдоподобия получена после логарифмирования функции правдоподобия и решения экстремальной задачи с ограничениями в виде равенств и неравенств.

Исходная задача преобразована к экстремальной задаче с ограничениями в виде равенств путем введения вспомогательных переменных, что позволило применить метод множителей Лагранжа для получения решения. С этой целью сформирована функция Лагранжа и представлено необходимое условие ее максимума.

Для решения системы уравнений применена итерационная процедура по методу Ньютона–Рафсона [2]. Представлен алгоритм оценивания параметров полиномиального распределения при наблюдении вероятностных частот кодовых комбинаций и оценка качества в виде зависимости нижней границы дисперсии оценки от объема выборки [3].

На рис. 1 представлена зависимость дисперсии оценки от числа блоков в информационной части помехоустойчивого кода G.

Из полученных результатов следует, что с ростом числа блоков G в информационной части помехоустойчивого кода оценка вектора вероятностных частот блоков, полученная по предложенному алгоритму, приближается к истинным значениям. Более того, предложенный алгоритм для небольших значений G позволяет провести оценку с достаточно малой величиной дисперсии оценки.

В дальнейшем предполагается произвести:

- анализ применяемого алгоритма декодирования;
- по результатам решений задач математической модели разработать алгоритмы локализации и исправления;
- оценить качество разработанных алгоритмов и произвести их сравнительный анализ с применяемыми.

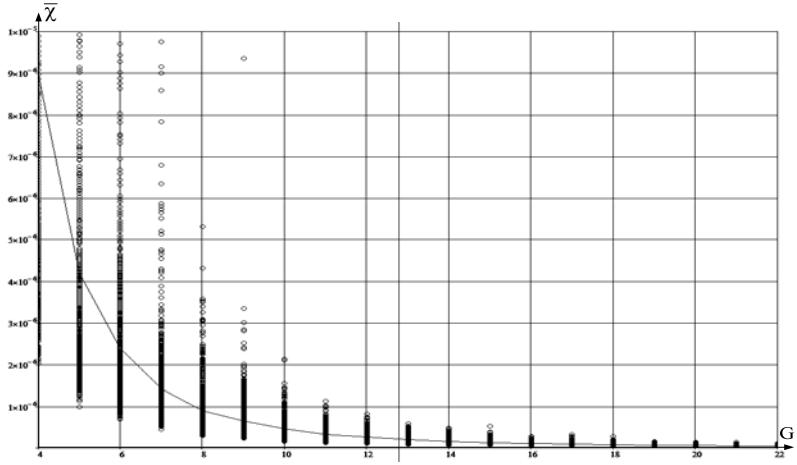


Рис. 1. Зависимость дисперсии оценки от числа блоков в информационной части помехоустойчивого кода G

ЛИТЕРАТУРА

1. Хабибулин Н.Ф., Шкердин А.Н. Повышение качества приема сообщений с использованием полиномиальной проверки // Спецтехника. Сер. «Р», вып. 14. М.: АФСБ, 1997. С. 195–203.

2. Таха Х.М. Введение в исследование операций. М.: Мир, 1985. 479 с.

3. Ван Трис Г. Теория обнаружения, оценок и модуляции. Т. 1. М.: Сов. радио, 1972. 744 с.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ RFID-СЧИТЫВАТЕЛЯ

И.А. Смецкой, магистрант, А.С. Карауш, доцент

г. Томск, ТУСУР, каф. РЗИ, ivan.nexel@gmail.com

Проект ГПО РЗИ–1204 – «Исследование систем радиочастотной идентификации объектов в библиотеках»

Задача работы: определение экспериментальным способом диаграммы направленности (ДН) RFID-считывателя.

Для проведения экспериментального исследования был использован встраиваемый RFID-считыватель с RS232/RS485/UART интерфейсами: UEM Mifare/ICode RS reader module, предназначенный для считывания и передачи в компьютер серийных номеров бесконтактных идентификаторов (карт, брелоков и т.п.) по интерфейсу COM. Внешний вид представлен на рис. 1.

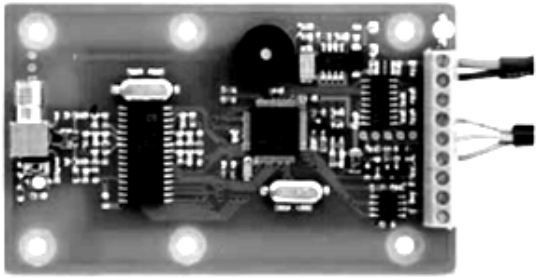


Рис. 1. Внешний вид считывателя

Координаты, необходимые для построения диаграммы направленности в трех плоскостях, приведены в таблице. Диаграмма направленности была измерена в трех плоскостях и представлена на рис. 2 в плоскости, параллельной большей стороне считывателя вертикально; на рис. 3 – в плоскости, перпендикулярной большей стороне считывателя вертикально; на рис. 4 – в горизонтальной плоскости, проходящей через антенну считывателя.

Координаты диаграммы направленности в трех плоскостях

Угол, град	Расстояние считывания, см		
	Плоскость *X*	Плоскость *Y*	Плоскость *Z*
0	4,9	4,7	4,7
45	5,5	5,3	4,8
90	6,3	6,3	4,9
135	5,5	5,3	4,8
180	4,9	4,7	4,7
–135	5,5	5,3	4,7
–90	5,7	5,7	4,9
–45	5,5	5,3	4,7

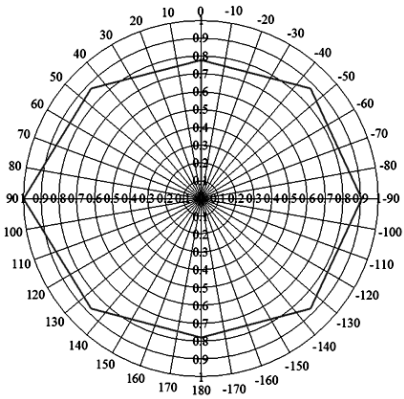


Рис. 2. Диаграмма направленности в плоскости *X*

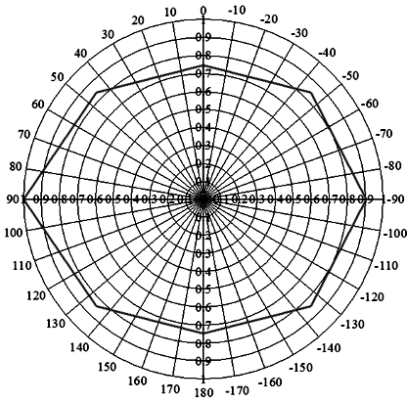


Рис. 3. Диаграмма направленности в плоскости *Y*

Считыватель малой дальности UEM предназначен для применения в системах, использующих бесконтактные метки стандартов ISO 14443 A и B, ISO 15693, ICode EPC и UID. В экспериментальных исследованиях применялась карта типа Mifare.

Для определения координат ДН, в которых считыватель имеет максимальную дальность, при которой происходит считывание информации с карты, соответствующая карта (метка) типа Mifare подносилась к антенне считывателя на различных расстояниях, в трех плоскостях и под различными углами. Все полученные результаты были занесены в таблицу.

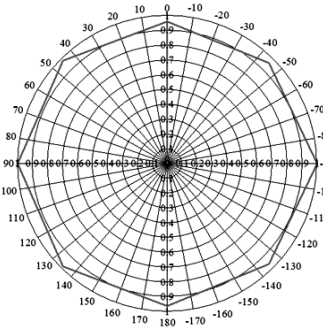


Рис. 4. Диаграмма направленности в плоскости *Z*

Проведенное экспериментальное исследование позволило определить диаграмму направленности считывателя в трех плоскостях. По полученным результатам необходимо отметить, что, имея координаты ДН и графическое их отображение, можно сказать, что антенна считывателя имеет круговую поляризацию.

Для построения диаграмм направленности в трех плоскостях была использована программа «DiagrammMaster».

Необходимо обратить внимание на то, что благодаря характеру поляризации антенна с круговой поляризацией в значительной степени не восприимчива к ориентации метки. Антенна такого типа идеально подходит для применения в системах, в которых ориентация меток является непредсказуемой. У антенны с круговой поляризацией более широкий пучок излучения, и поэтому она позволяет читать метки в более широкой зоне по сравнению с линейно поляризованной антенной. Такая антенна предпочтительна для RFID-систем, использующих верхнюю частоту УВЧ-диапазона или микроволновый диапазон в рабочей среде с высокой степенью отражения радиоволн (при наличии металлов и т.п.) [1].

ЛИТЕРАТУРА

1. Лахири С. RFID. Руководство по внедрению. М.: Кудиц-Пресс, 2007. 41 с.

УСТАНОВКА ДЛЯ РАЗБРАКОВКИ ДИОДОВ ГАННА СВЧ-ГЕНЕРАТОРА

И.А. Стройкин, А.В. Крючков, С.А. Ламонова, студенты
г. Томск, ТУСУР, ivan.stroykin@mail.ru

В системах ближней радиолокации и радионавигации в настоящее время используются генераторы на магнетронах с импульсной выходной мощностью в десятки ватт. Для замены этих генераторов был предложен СВЧ-генератор на диоде Ганна [1]. Генератор состоит из возбудителя и резонаторной камеры с диодом Ганна. Принцип работы и изготовления СВЧ-генератора подробно описаны в [1, 2]. На рис. 1 приведен общий вид СВЧ-генератора.

При первых испытаниях опытной партии генераторов оказалось, что только 5% работоспособны.

В ходе поиска возможных причин было выявлено, что их дисфункция связана с боковыми лепестками спектра (рис. 2). Причинами этого стали диоды Ганна, в производственной линии которых нет проверки качества по критерию высоты боковых лепестков спектра диодов при их работе в импульсном режиме.

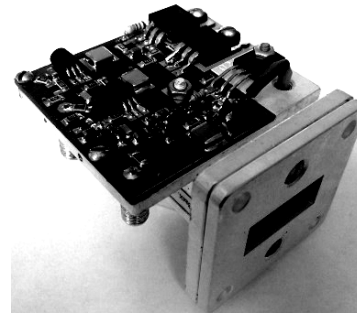


Рис. 1. Общий вид СВЧ-генератора

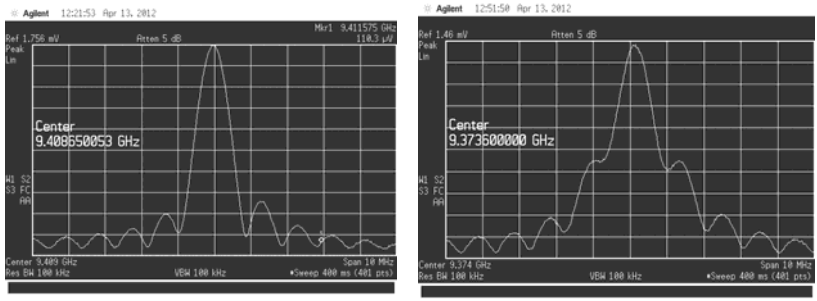


Рис. 2. Спектры радиоимпульсов

Для отсеивания не пригодных для использования диодов по указанному недостатку была разработана установка по исследованию диодов Ганна в импульсном режиме, структурная схема которой приведена на рис. 3.

После исследования всех диодов, на основе которых была создана первая партия генераторов, оказалась, что 95% не подходят по рассматриваемому критерию. После чего был направлен отзыв в отдел производства, где устранили данную проблему.

При исследовании генераторов, проводившихся на отобранных диодах Ганна 3А762Г в количестве 20 штук из новой партии, были определены амплитуды боковых лепестков относительно главного лепестка. Результаты исследования приведены на рис. 4, где указаны относительные мощности боковых лепестков, которые рассчитаны по формуле

$$\delta = (A/B)^2 \times 100\%,$$

где A – максимальная плотность бокового лепестка; B – максимальная плотность основного лепестка.

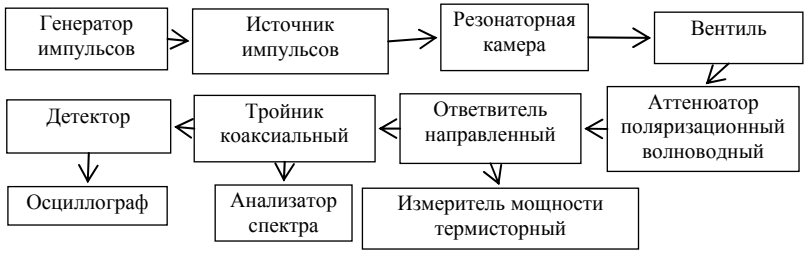


Рис. 3. Структурная схема установки

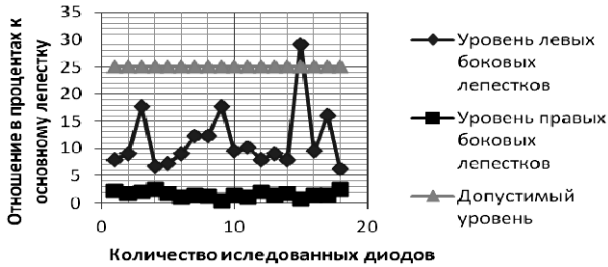


Рис. 4. Результаты исследования

Разброс по мощности данных диодов не велик и находится в пределах 30–35 Вт. Центральная частота также имеет небольшой разброс в пределах 9,34–9,39 ГГц. Из графика видно, что разброс по уровню боковых лепестков велик. Но предварительная разбраковка позволяет выбирать диоды, у которых это значение не превышает допустимого уровня.

Данная установка разбраковки диодов Ганна позволила увеличить выход готовой продукции при производстве СВЧ-генераторов практически с 5 до 95%.

ЛИТЕРАТУРА

1. Титов А.А., Пушкарев В.П., Пелявин Д.Ю., Шухлов И.В. Импульсный сверхвысокочастотный генератор для систем ближней радиолокации и радионавигации // Приборы и техника эксперимента. 2011. № 5. С. 111–115.

2. Пушкарев В.П., Титов А.А., Бахарева Д.В. и др. Унифицированный СВЧ-генератор для систем ближней радиолокации // Матер. докл. 22-й Междунар. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Украина. Севастополь, 10–14 сент. 2012 г. Севастополь, 2012. С. 108–109.

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК УСТРОЙСТВ РАДИОАВТОМАТИКИ

М.С. Сыдыхов, магистрант, А.В. Максимов, ст. преподаватель

г. Томск, ТУСУР, каф. РЗИ, s_murat1990@mail.ru

В настоящее время оборудование лабораторий университетов устарело не только физически, но и морально и не соответствует требованиям, предъявляемым к современным устройствам. Кроме этого, необходимы его модернизация, переход на новую элементную базу, введение новых технологий, которые были не доступны ранее. В соответствии с этим актуальна задача разработки устройства радиоавтоматики на новых принципах и современной элементной базе компонентов.

Управление устройствами радиоавтоматики осуществляется с помощью программы LabVIEW (Laboratory Virtual Instrument Engineering Workbench). Среда разработки виртуальных приборов LabVIEW используемая в качестве стандартного инструмента для проведения измерений, анализа данных, управления приборами и исследуемыми объектами [2].

В информационно-измерительной системе используется интерфейс RS-232. Команды управления реализуются на языке SCPI в LabVIEW с помощью VISA. Ниже приведен алгоритм отправки команды в LabVIEW (рис. 1).

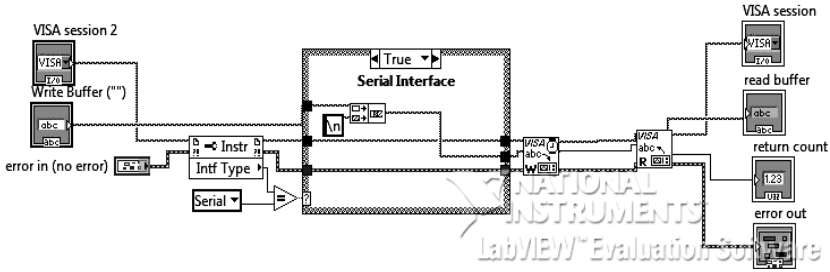


Рис. 1. Программа формирования команды SCPI

Выделение систем радиоавтоматики в самостоятельный класс систем управления обусловлено их особенностями, связанными с условиями работы в составе радиотехнических систем и систем радиоуправления (рис. 2). Надежность и качество работы систем радиоавтоматики определяет качество работы радиоаппаратуры и систем радиоуправления. К числу подобных систем относятся устройство фазовой автоподстройки частоты (ФАПЧ), автоматической регулировки усиления (АРУ), измеритель дальности, реализованные в макете устройств радиоавтоматики. Микроконтроллер устройства обеспечивает преобразование форматов кода SCPI в биты управления ключами коммутации, частотой синтезатора, а также формирователем напряжения для перестройки частоты и формирования кодов изменения коэффициентов усиления и коэффициентов деления.

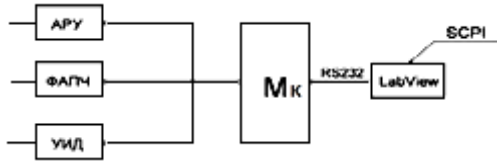


Рис. 2. Структурная схема устройств радиоавтоматики

В устройствах радиоавтоматики осуществляется управление:

– переключением типов исследуемых устройств (АРУ, ФАПЧ, дальномер);

– коэффициентом усиления АРУ;

– коэффициентами деления счетчиков *R* и *N* в ФАПЧ (рис. 3).

Рис. 3. Панель управления устройств радиоавтоматики

При управлении генератором ГСС80 задаются начальные параметры: амплитуда сигнала, глубина модуляции, вид модуляции, частота сигнала, частота модуляции [4]. На рис. 4 приведен внешний вид генератора ГСС80. Для построения АЧХ снимаются амплитудные значения входного и выходного сигнала с осциллографа [3], который представлен на рис. 5.

Рис. 4. Внешний вид генератора ГСС80

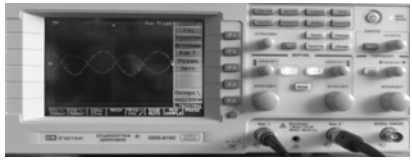


Рис. 5. Цифровой осциллограф GDS-810C

Лабораторный комплекс состоит из нескольких частей.

Первая часть исследования синтезатора частоты с ФАПЧ. На рис. 6. приведена структурная схема синтезатора частоты с ФАПЧ. Устанавливая опорную частоту и частоту ГУНа, меняя целочисленные коэффициенты делителя *R* и *N*, получим на выходе фазового детектора синхронизированный сигнал.

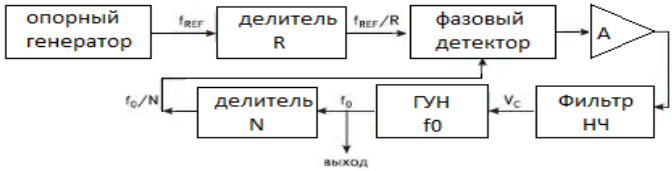


Рис. 6. Структурная схема синтезатора частоты с ФАПЧ

Вторая часть исследования системы автоматической регулировки усиления предназначена для стабилизации уровня сигнала на выходе усилителей радиоприемных устройств при большом диапазоне изменения входного сигнала, устанавливая значение с помощью регулируемого усилителя. На выходе получается стабильный сигнал по уровню.

Заключение. Результатом работы является программный продукт управления устройствами радиоавтоматики, разработанный в среде LabVIEW: виртуальная панель осциллографа, генератора и устройств радиоавтоматики с набором функций управления, соответствующих реальным устройствам. Реальную разработку можно использовать в учебном процессе при выполнении лабораторных работ по дисциплине «Радиоавтоматика» для студентов специальности радиотехнического профиля, а также при проведении научно-исследовательских работ прикладного характера.

Информационно-измерительная система сокращает время проведения лабораторных работ, что увеличивает объем усвоенного материала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бутырин П.А., Васьковская Т.А., Каратаева В.В., Материкин С.В. Автоматизация физических исследований и эксперимента: компьютерные изме-

рения и виртуальные приборы на основе Lab VIEW 7 / Под ред. А.П. Бутырина. М.: ДМК-Пресс, 2005. 264 с.

2. Суранов А.Я. LabVIEW 8.20: справочник по функциям. М.: ДМК, 2007. 533 с.

3. Руководство по программированию GDS-820/840.

4. Руководство по программированию GSS-80.

5. Лукина А.А., Максимов А.В. Информационно-измерительная система для исследования характеристик устройств приема и обработки сигналов // Междунар. науч.-практ. конф. ТУСУРа. 2012. 112 с.

АРХИТЕКТУРА DSSS ПРИЕМНИКА

Г.А. Трофимов, студент каф. СРС ТУСУРа,
Д.А. Шендрик, аспирант ИМКЭС СО РАН
г. Томск, georgtrof@gmail.com

Широкополосные сигналы, используемые для передачи цифровой информации, отличаются тем, что занимаемая ими полоса частот B(Гц) намного превышает информационную скорость R (бит/с). Вносимая избыточность необходима для преодоления интерференции, подавления мешающих сигналов, обеспечения энергетической скрытности сообщения либо для защиты информации от нежелательных слушателей. Основным элементом является псевдослучайность итогового сообщения, которая равномерно распределяет энергию сигнала по спектру и делает сообщение похожим на шум.

DSSS – (Direct Sequence Spread Spectrum) метод прямого расширения спектра последовательностью. Он заключается в повышении символьной частоты передаваемого сигнала за счет замены бита сообщения на псевдослучайную последовательность. Коэффициент расширения спектра прямо пропорционален длине последовательности.

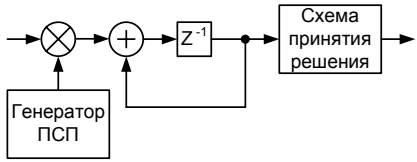


Рис. 1. Структурная схема последовательного коррелятора

В демодуляторе детектирование происходит при помощи коррелятора (рис. 1). Принимаемый сигнал умножается на ПСП, в результате чего спектр сигнала сужается. Спектр любого нежелательного сигнала (некоррелированного с выбранной последовательностью) будет расширен. После перемножения сигнал аккумулируется. Для принятия

решения о передаваемом символе измеряется один из параметров сигнала (амплитуда или фаза в зависимости от модуляции) и сравнивается с пороговым значением. Для некогерентного детектирования можно использовать две разные ПСП при передачи – «0» и «1». В таком случае при выборе последовательностей накладываются дополнительные требования к взаимной корреляционной функции (ВКФ).

Существуют наборы детерминированных последовательностей, которые обладают необходимыми свойствами. Например, коды Голда известны своими хорошими корреляционными свойствами. Они получаются путем суммирования двух предпочитаемых М-последовательностей одинаковой длины. Набор кодов Голда получается за счет циклического сдвига одной из М-последовательностей. Длина последовательности составляет $2^n - 1$, где n – целое положительное число. В результате максимальный выброс ВКФ составляет $2^{(n+2)/2}+1$ для четного n и $2^{(n+1)/2}+1$ для нечетного n. Также применяются коды Касами, максимальное значение ВКФ определяется по формуле $2^{n/2} - 1$, поэтому можно сказать, что они эффективнее.

Для начальной синхронизации часто используется метод последовательного поиска начала псевдослучайной последовательности [1]. Повторение процедуры расчета корреляции позволяет значительно снизить сложность, размер и стоимость системы.

При пошаговом последовательном получении синхронизации в системе устанавливается период синхронизации псевдослучайного локального кода и определяется корреляция данного кода с полученным псевдослучайным сигналом. В течение интервалов поиска выходной сигнал сравнивается с заданным пороговым значением. Если порог не достигнут, выходной сигнал увеличивается на установленную часть элементарного сигнала, и проверка повторяется. По достижении порогового значения считается, что псевдослучайный код синхронизирован, в результате увеличение фазы кода приемника прекращается и система переходит в режим слежения.

Для уменьшения времени вхождения в синхронизацию используют набор из N корреляторов, работающих параллельно и настроенных на разные фазы входного сигнала.

Одна из возможных структур DSSS приемника изображена на рис. 2. При проектировании архитектуры основные решения принимались в пользу экономичности ресурсов и масштабируемости системы.

Выбрана схема с кодированием информационных символов разными последовательностями, при этом отпадает необходимость в слежении и подстройке фазы несущей частоты. Порог, при котором принимается решение о присутствии сигнала, рассчитывается по входной мощности. Кроме перечисленных блоков, приемник имеет схему под-

стройки частоты дискретизации сигнала для плавной подстройки в режиме слежения.

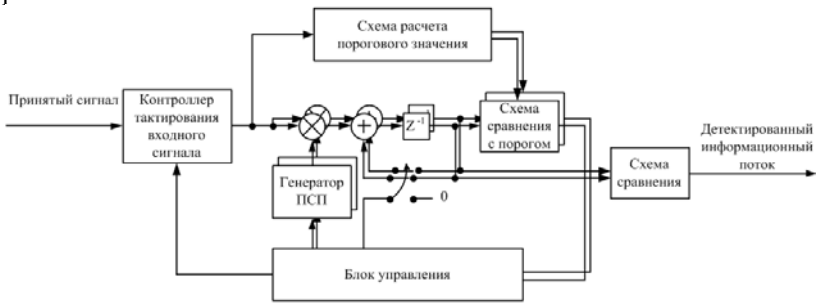


Рис. 2. Архитектура DSSS приемника

На рис. 3 изображены полученные вероятности битовой ошибки для схем с выбранной системой передачи и с когерентным приемом на основе BPSK. По линии абсцисс отложено отношение энергии чипа к спектральной плотности мощности шума. Вероятность ошибки измерялась при ошибке несущей частоты на 10^{-4} и 10^{-5} относительно чиповой скорости.

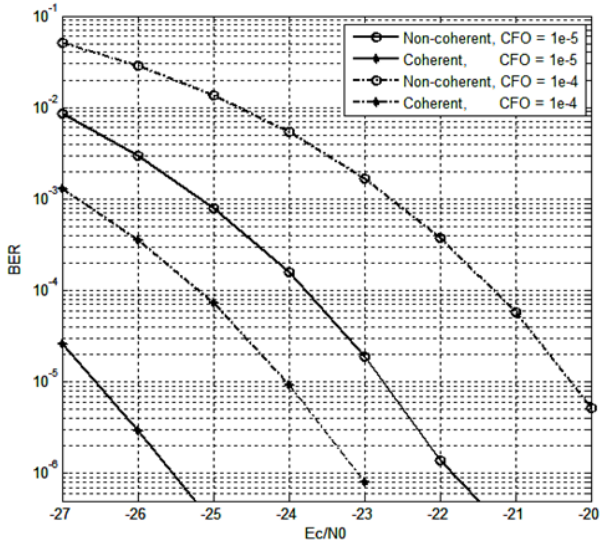


Рис. 3. Вероятность битовой ошибки для сигналов с базой 4096

Из графика видно, что некогерентный способ передачи «проигрывает» когерентному приблизительно 4 дБ. Наиболее проблематичной

частью приёма сигналов с большой базой является начальная синхронизация. При последовательном поиске начальной фазы последовательности во времени необходим запас мощности сигнала по отношению к мощности шума. Экспериментально найденная точка Ec = –22 дБ для сигналов с базой 4096 при отсутствии ошибки по несущей частоте удовлетворяет требованиям по скорости вхождения в синхронизацию. Вероятность битовой ошибки в данных условиях составляет приблизительно 10^{-6}. Таким образом, при последовательном поиске и детектировании сигнала по мощности для большинства задач применение когерентной системы нецелесообразно в силу ограничений условия детектирования.

Исходный код приемника для ПЛИС был получен с помощью высокоуровневого синтеза. При компиляции с использованием САПР «Quartus II» фирмы Altera для ПЛИС семейства Cyclone IV E было затрачено 3600 логических элементов (3%) и 1070 регистров (1%). При этом приемник имеет минимальный набор блоков для полноценной работы.

ЛИТЕРАТУРА

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

ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТЕЙ ВЕЛИЧИНЫ ОШИБОК МОДУЛЯЦИИ ЦИФРОВОГО СИГНАЛА В УСИЛИТЕЛЯХ С ПОДАВЛЕНИЕМ И ВОССТАНОВЛЕНИЕМ ОГИБАЮЩЕЙ

В.В. Верховин, аспирант

Научный руководитель Б.И. Авдоченко, доцент, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, каф. РЗИ, verhovin@micran.ru

Одним из методов повышения КПД усилителей мощности является метод подавления и восстановления огибающей [1] (в зарубежной литературе – Envelope Elimination and Restoration (EER)). Функциональная схема одного из вариантов усилителя с EER, в котором управление осуществляется на основе огибающей входного и выходного сигналов, представлена на рис. 1.

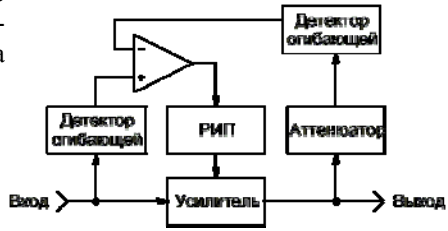


Рис. 1. Функциональная схема усилителя с EER

В состав такого усилителя входит мощный регулируемый источник питания (РИП), обычно построенный на основе линейного преобразователя напряжения и обладающий низким КПД. Одним из вариантов увеличения коэффициента полезного действия является использование в качестве РИП импульсных источников питания, которые обладают относительно высоким КПД, достигающим 90–95%. Но из-за большой ёмкости затвора полевых транзисторов их скорость переключения ограничена. Кроме того, скорость изменения выходного напряжения ограничена наличием на выходе источника питания LC-фильтра.

Точное отслеживание огибающей требует высокой частоты переключения, в несколько раз большей, чем максимальная частота огибающей сигнала. Занижение частоты работы источника питания приведёт к появлению ошибок модуляции, которые можно характеризовать среднеквадратическим значением коэффициента ошибок модуляции (Modulation Error Ratio (MER)) и величиной вектора ошибки (Error Vector Magnitude (EVM)). Для проведения оценки зависимости этих величин от динамических характеристик импульсных источников питания можно воспользоваться следующим методом: комплексный сигнал $S(t)=I(t)+Q(t)$ с выхода цифрового модулятора разделяется на модуль $\mathrm{Re}(t)=\sqrt{I(t)^2+Q(t)^2}$ и аргумент $\mathrm{Arg}(t)=\mathrm{arctg}(Q(t)/I(t))$, которые соответствуют сигналам огибающей и фазовой составляющей исходного сигнала. Далее сигнал огибающей пропускается через фильтр нижних частот (ФНЧ), ограничивающий скорость изменения сигнала, а сигнал фазовой составляющей пропускается через линию задержки (ЛЗ), компенсирующую запаздывание сигнала огибающей. После этого сигналы складываются, и полученный сигнал поступает на измерители MER и EVM (рис. 2).

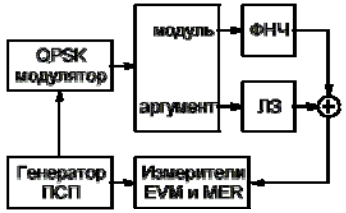


Рис. 2. Измерение ошибок в усилители с EER

Для выбора характеристики ФНЧ можно воспользоваться следующим методом – из переходной характеристики, которая легко измеряется экспериментально, используя преобразование Лапласа, находится передаточная характеристика и при необходимости из неё находятся амплитудно-частотные характеристики. При моделировании за исходную переходную характеристику была взята известная функция для частного случая модели понижающего источника питания [2], из которой найдена передаточная функция:

$$h(t)=1-e^{-t/2T}-\frac{t}{2T}e^{-t/2T}, \quad W(p)=1-\frac{1}{p+1/2T}-\frac{1}{2T\cdot(p+1/2T)^2},$$

где T – период коммутации импульсного источника питания.

В таблице приведены полученные в результате моделирования зависимости MER и EVM от периода коммутации для QPSK-модема с битовой скоростью 10^6 бит/с (символьная скорость будет в два раза ниже, длительность символа при этом составит 2 мкс). Величина задержки в ЛЗ выбиралась исходя из обеспечения минимальных значений EVM и MER.

Как видно из таблицы, для обеспечения приемлемых характеристик усилителя с EER (например, MER цифрового радиовещательного передатчика должно быть не менее 30 дБ [3]) необходимо, чтобы период коммутации источника питания превышал длительность символа в 40–50 раз. На практике такие цифры реализуемы при использовании многофазных импульсных источников питания.

Зависимость ошибок модуляции от периода коммутации импульсного источника питания

Период коммутации источника, мкс	EVM, %	MER, дБ	Задержка в ЛЗ, мкс
Без источника	0,7	43,4	0
0,01	0,9	40,2	0,06
0,02	1,1	38,8	0,09
0,03	1,8	35,1	0,125
0,04	2,4	32,4	0,161
0,05	3,9	28,2	0,188
0,06	5,2	25,4	0,19

ЛИТЕРАТУРА

1. Khan L.R. Single sideband transmission by envelope elimination and restoration // Proc. IRE. 1952. July. Vol. 40. P. 803–806.

2. Коршунов А. Динамический расчёт стабилизированного понижающего преобразователя напряжения постоянного тока // Силовая электроника. 2005. №3. С. 88–91.

3. Приложение № 1 к Правилам применения оборудования систем радиовещания. Ч. I. Правила применения эфирных цифровых радиовещательных передатчиков, работающих в диапазонах частот 0,1485−0,2835 МГц; 0,5265−1,6065 МГц; 3,95− 26,10 МГц. 2008.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИОДНОГО ДЕТЕКТОРА МОЩНОСТИ СИГНАЛОВ СВЧ

К.С. Белоусов, А.В. Дроздов, студенты, А.С. Загородний, аспирант
г. Томск, ТУСУР, РТФ, каф. СВЧиКР, zaaswork@gmail.com
Проект ГПО СВЧиКР-1203 – «Измерение параметров мощности сигналов СВЧ»

Для измерения параметров высокочастотных сигналов нередко применяются детекторы, они позволяют измерять мощность сигналов, выделять модулирующие сообщения, а также применимы для определения потерь в четырехполюсниках, модулей коэффициентов передачи и отражения. Немаловажным параметром является детекторная характеристика (ДХ), представляющая собой зависимость выходного напряжения от уровня входной мощности. Вид ДХ диодных детекторов имеет нелинейный закон ввиду нелинейности вольт-амперной характеристики диодов. Это усложняет процесс моделирования устройств в САПР по сравнению с линейными устройствами.

Цель работы – моделирование детектора мощности СВЧ-сигналов в САПР, экспериментальное определение характеристик детектора и сравнение результатов.

Амплитудным детектором называется устройство, напряжение на выходе которого пропорционально мощности входного высокочастотного сигнала. В детекторе осуществляется выделение информационного сигнала, в соответствии с которым изменяется амплитуда входного сигнала. Спектр частот входного колебания детектора лежит в области высоких частот (несущей частоты сигнала), а спектр выходного – в области низких частот (частот модуляции). Напряжение на выходе детектора должно меняться в соответствии с законом изменения огибающей входного сигнала.

Трансформация спектра возможна в устройствах, имеющих нелинейные или параметрические элементы. Роль таких элементов выполняют обычно полупроводниковые диоды или транзисторы. Выделение области частот модуляции и устранение высокочастотных составляющих спектра осуществляются фильтрами нижних частот. Таким образом, обобщенная функциональная схема амплитудного детектора (рис. 1) состоит из нелинейного элемента (НЭ) и фильтра нижних частот (ФНЧ), включенных последовательно [1].

Для экспериментов был применен детектор Д42-20 производства ЗАО «НПФ «Микран», упрощенная схема которого изображена на рис. 2. Детектор содержит две ветви детектирования. Первая ветвь содержит нелинейный элемент VD1 и ФНЧ, образованный конденсатором С3 и эквивалентным сопротивлением нагрузки. По аналогии диод

VD2, конденсатор C2 и сопротивление подключаемой нагрузки образуют вторую ветвь.

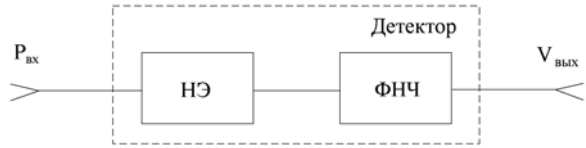


Рис. 1. Функциональная схема амплитудного детектора

Положительная полуволна входного сигнала детектируется на первой ветви, отрицательная – на второй. Использование двух ветвей детектирования при дифференциальном выходе удваивает выходное напряжение детектора по сравнению со схемой, содержащей один диод. Это позволяет увеличить чувствительность устройства и, как следствие уменьшить уровень минимальной детектируемой мощности.

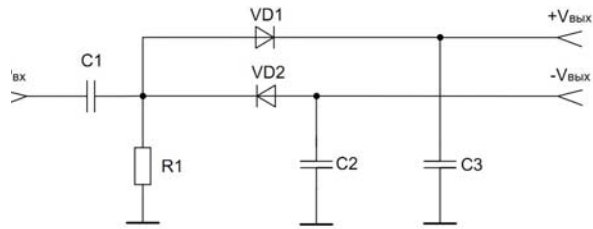


Рис. 2. Схема диодного амплитудного детектора

Экспериментальная детекторная характеристика измерена с применением скалярного анализатора цепей P2M-18. При моделировании в САПР схемы детектора, изображенной на рис. 2, использовались модели диодов с применением SPICE-параметров.

Каждый диод схемы представлялся в виде встречно-параллельного включения двух диодов (рис. 3), что позволяет наиболее точно моделировать динамические характеристики диодов.

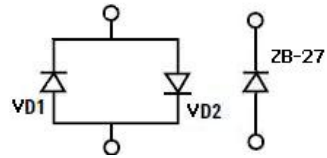


Рис. 3. Встречно-параллельное соединение моделей диодов

Использование встречно-параллельного включения диодов и экстракция их SPICE-параметров подробно изложена в [2].

Результат сравнения экспериментально измеренных характеристик с характеристиками, полученными во время моделирования, представлен на рис. 4. Детекторные характеристики измерялись при частоте входного сигнала 1 ГГц.

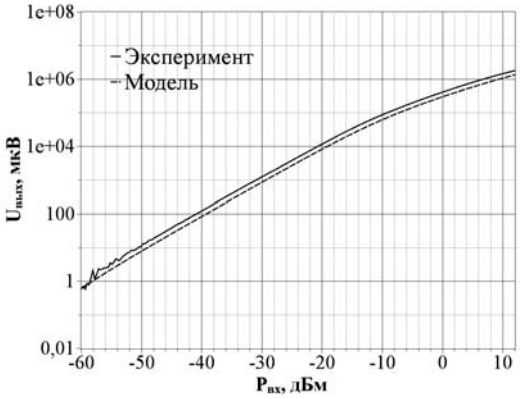


Рис. 4. Сравнение результатов эксперимента и моделирования

Как видно из рисунка, модель имеет несущественные различия с экспериментальными данными в диапазоне входной мощности от –60 до +10 дБм. Стоить отметить, что при увеличении частоты входного сигнала свыше 8 ГГц наблюдается увеличение разницы экспериментальных и расчетных характеристик.

В итоге результатом работы явилась работоспособная модель диодного детектора мощности Д42-20 до 8 ГГц, которая может быть использована при проектировании различной аппаратуры. Также возможно использование модели как отдельного функционального блока для проектирования радиоэлектронной системы в целом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Никитин Н.П. Исследование диодного амплитудного детектора. Екатеринбург: ГОУ ВПО УГТУ – УПИ, 2010. 40 с.

2. Дроздов А.В., Загородний А.С. Экстракция параметров SPICE моделей диодов // Научная сессия ТУСУР–2012: Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. Томск: В-Спектр, 2012. Ч. 1. С. 226–229.

ПРОГРАММНЫЙ КОМПОНЕНТ ДЛЯ КОМПЕНСАЦИИ СОБСТВЕННЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ГЕНЕРАТОРА НУЛЬ-СПЕКТРАЛЬНЫМ МЕТОДОМ

А.А. Жунусова, магистрат

Научный руководитель Э.В. Семенов, д.т.н., доцент

г. Томск, ТУСУР, каф. РЗИ, anar.zhunussova@mail.ru

В 2003–2004 гг. Э.В. Семенов предложил так называемый нуль-спектральный метод измерения нелинейных искажений [1]. Суть метода заключается в использовании существующих или синтезе ориги-

нальных сверхширокополосных (СШП) сигналов, спектр которых содержит нуль спектра. Данный метод позволяет исследовать нелинейные свойства объекта, применяя СШП-сигналы, так как условие существования нуля в спектре сигнала не накладывает существенных ограничений на форму тестового сигнала. Нуль-спектральный метод был рассмотрен на оборудовании компании LabVIEW, точнее, на аппаратной установке PXI-1033. При проведении измерений нуль-спектральных искажений были получены графики спектральной плотности мощности и ее осциллограмма [2] и найдена проблема, которая заключается в том, что генератор сигнала, который входит в состав прибора, вносит искажения в сигнал из-за своей собственной нелинейности. Поэтому на его выходе мы не можем наблюдать минимальный уровень спектральной составляющей на частоте нуля спектра. Уменьшение собственной нелинейности генератора сигналов позволит точнее определять нелинейные свойства устройств в сверхширокополосных системах связи и локации по отношению к сигналам, с которыми эти системы реально работают. В [3] представлена методика полуавтоматической коррекции собственных нелинейных искажений генератора. Целью статьи является вопрос об автоматической компенсации собственной нелинейности генератора.

Программный компонент для компенсации собственных нелинейных искажений генератора нуль-спектральным методом. Данная оптимизационная процедура проводится при помощи программного обеспечения LabVIEW, так как эксперимент проводится на аппаратной установке компании National Instruments. Для решения поставленной задачи мы остановили свой выбор на одном из методов оптимизации – градиентном методе с постоянным шагом.

Руководствовались алгоритмом Коши для расчета следующих итераций:

$$f(x^k - \lambda_k d_k) = \min_{\lambda \geq 0} f(x^k - \lambda d_k),,$$

где $d_k = -\forall f(x^k)$ – градиент функции в точке x^k; x^k – значение предыдущей итерации; λ_k – шаг между итерациями.

Методом подбора мы выбрали шаг равным 15 для хорошей сходимости алгоритма.

В [4] описываются реализация градиентного метода, условия выбора начального приближения, формирование целевой функции и расчет градиента начальных значений. Для определения значения целевой функции мы проводим минимизацию уровня спектральной составляющей на частоте нуля спектра, равной 15 МГц, т.е. определяем положение нуля один раз из неискаженного тестового сигнала с одинаковыми амплитудами положительной и отрицательной полуволн тес-

тового сигнала (это значение извлекается из вектора спектра сигнала генератора). На рис. 1 представлены тестовый сигнал генератора и его спектр. За начальное приближение взяли амплитуду первого импульса, которая первоначально будет равна 1, а разность амплитуд подымпульсов первого импульса равна минус 0,2.

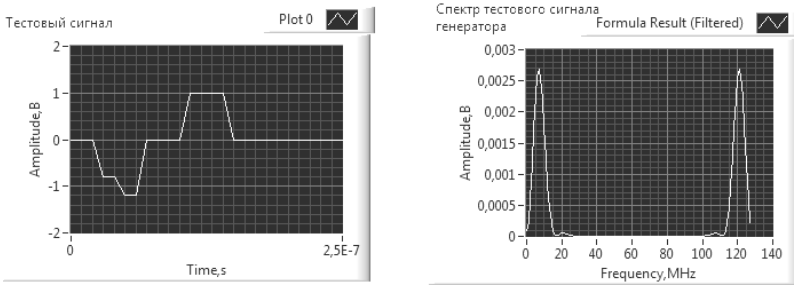
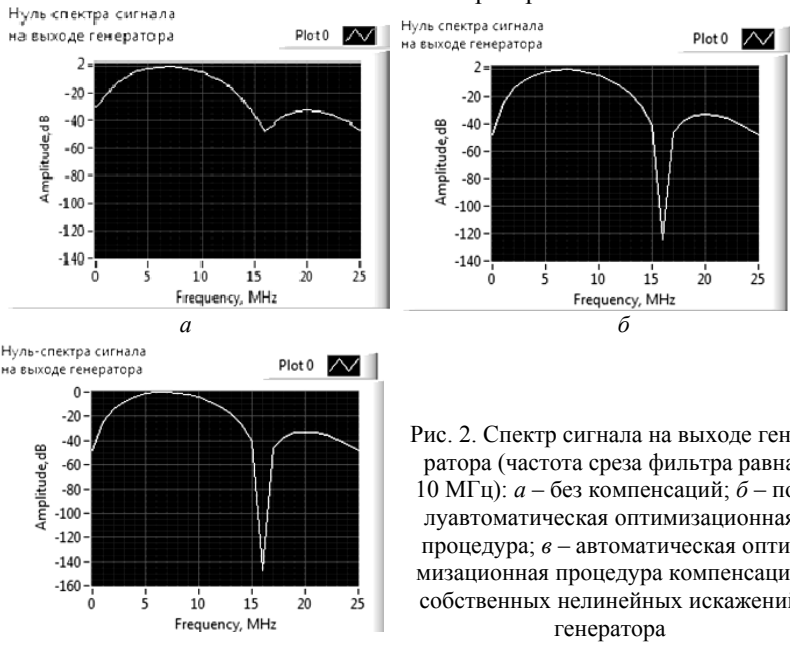


Рис. 1. Тестовый сигнал и его спектр

На рис. 2 представлены результаты моделирования для трех случаев: начальное значение нуля-спектра без каких-либо компенсаций, с полуавтоматической компенсацией и автоматической компенсацией собственных нелинейных искажений генератора.



а *б* *в*

Рис. 2. Спектр сигнала на выходе генератора (частота среза фильтра равна 10 МГц): *а* – без компенсаций; *б* – полуавтоматическая оптимизационная процедура; *в* – автоматическая оптимизационная процедура компенсации собственных нелинейных искажений генератора

После завершения работы цикла значения амплитуд первого импульса и значение разности амплитуд подымпульсов первого импульса уменьшились и стали равны 0,755 и –0,0078. Эти значения немного отличаются от значений амплитуд, полученных путем полуавтоматической оптимизации, где амплитуда первого импульса равна 0,756, а разность амплитуд подымпульсов первого импульса равна минус 0,01.

Как видно из рис. 2, минимальный уровень спектральной составляющей в случае полуавтоматической оптимизации равен –124,4 дБ, а в случае автоматической оптимизации –146,8 дБ. Таким образом, минимальный уровень спектральной составляющей на частоте нуля уменьшился на 22,4 дБ. Значит, наша оптимизационная процедура работает в правильном направлении.

Заключение. Нами была рассмотрена автоматическая компенсация собственных нелинейных искажений генератора. Данная процедура позволяет заметить и минимизировать нелинейность нелинейных элементов. В ходе проведения эксперимента нам удалось уменьшить уровень спектральной составляющей почти на 100 дБ, по сравнению с первоначальным значением, которое равно минус 45 дБ. Тестовый сигнал, который мы подаем на вход генератора, после оптимизационной процедуры принимает почти прямоугольную форму, что говорит о том, что собственная нелинейность генератора была исправлена.

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. Исследование нелинейных искажений нуль-спектральным методом. Разработка и экспериментальные исследования генератора сигналов с локальным нулем спектра и малой собственной нелинейностью: отчет о НИР (промежуточ.) / Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники; рук. Э.В. Семенов; испол. А.А. Жунусова. Томск, 2013. 13 с.

3. Жунусова А.А. Исследование нелинейных искажений нуль-спектральным методом // Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2012», посвященной 50-летию ТУСУРа, 16–18 мая 2012 г. Томск, 2012.

4. Исследование нелинейных искажений нуль-спектральным методом. Моделирование генератора сигналов с локальным нулем спектра и малой собственной нелинейностью: отчет по производственной практике / Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники; рук. Э.В. Семенов; испол. А.А. Жунусова. Томск, 2012. 12 с.

ВЕКТОРНЫЙ АНАЛИЗАТОР OFDM-СИГНАЛА

М.А. Жылкайдарова, К.С. Наурзалиев, магистранты,
А.В. Максимов, ст. преподаватель
г. Томск, ТУСУР, РТФ, каф. РЗИ, m.zhylkaidarova@gmail.com
Проект ГПО РЗИ-1301 – «Программно-аппаратный комплекс векторного анализатора OFDM-сигнала»

Программно-аппаратный комплекс векторного анализатора OFDM-сигнала предназначен для изучения различных сложных видов модуляции в составе учебного лабораторного комплекса по изучению системы беспроводного широкополосного доступа (БШД) на основе WiMIC-6000, разработанной НПФ «Микран» [1].

Анализ векторных сигналов возможен только с применением векторного анализатора OFDM-сигналов. Структурная схема ВА OFDM-сигналов приведена в [3].

Для изготовления печатной платы ВА использовано программное обеспечение трассировки и создания принципиальных схем P-CAD. Ниже приведено изображение печатной платы с установленными элементами.

Проблемы ЭМС и стабильность источника питания. Одной из основных проблем при проектировании и построении высокоскоростных вычислительных систем является создание благоприятной среды для электромагнитной совместимости как отдельных компонентов, так и в целом всей системы. Для уменьшения влияния различных излучений и помех реализовано отдельное заземление как аналоговых устройств, так и цифровых. Также применено отдельное заземление системы питания векторного анализатора. Данное решение приведет к нормальному функционированию всей системы, исключающее такие нежелательные проблемы, как «сдвиг земли», нелинейные искажения [2].

Одной из основных задач при конструировании цифровых устройств является грамотная подача источника питания на все элементы. Источник питания во все время работы устройства должен быть стабильным и не подвергаться влиянию извне. В проекте использованы «развязывающие» конденсаторы. «Развязка» – действие, направленное на (частичное) отделение цепей питания микросхемы от общего источника питания [4]. Для цифровых устройств (контроллеры, процессоры) необходимо устанавливать «развязывающие» конденсаторы на выводах питания для временного хранения зарядов. Это обусловлено тем, что при изменении логических состояний устройств скачкообразно изменяется ток. При этом происходит падение напряжения на сопротивлении общего провода, что нежелательно для аналоговых устройств. В этом случае дополнительные «развязывающие» конденсато-

ры позволяют уменьшить последствия переходных процессов, стабилизируя напряжения.

При проектировании ВА применены трехвыводные проходные конденсаторы фирмы Murata с уменьшенной эквивалентной паразитной индуктивностью. На рис. 1 приведена частотная зависимость сопротивления различных типов конденсаторов, в том числе и трехвыводного [4].

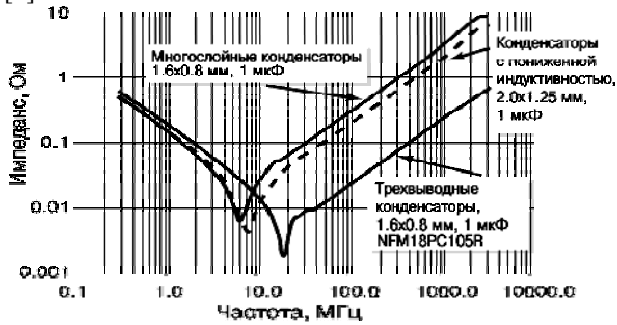


Рис. 1. Частотная зависимость нескольких типов конденсаторов

Обработка OFDM-сигнала. Векторный анализатор OFDM-сигнала является блоком цифровой обработки сигналов (ЦОС), осуществляющим съем информации с восходящего (uplink) канала базовой станции блока БМВ-1 с последующей цифровой обработкой сигналов. Для наблюдения спектра сигнала к разъему X3 подключается анализатор спектра. Последующая обработка полученной информации осуществляется с помощью программного обеспечения на ПК, где происходит просмотр информационной составляющей каждой поднесущей OFDM-сигнала и вывод диаграммы созвездия QAM-X модуляции каждой поднесущей. С порта X6-USB осуществляется считывание данных для последующей цифровой обработки с помощью программы в ЭВМ.

Описание работы программного обеспечения. Принимаемый сигнал снимается с восходящего потока канала БС. Далее сигнал оцифровывается и обрабатывается в ПЛИС с помощью программного обеспечения. Взаимодействие ПО и внутренней структуры ПЛИС происходит через JTAG-интерфейс. На рис. 2 приведена структурная схема взаимодействия программных продуктов.

Полученный тестовый файл содержащий в себе реальную и мнимую части комплексных чисел, обрабатывается с помощью ПО (рис. 3).

Обработка полученной информации производится в среде математического моделирования MATLAB, с помощью которой строится созвездие как полного сигнала, так и конкретной поднесущей. Исполь-

зуя встроенную в Matlab функцию визуального программирования «GUI» создается 4 окна графиков, 4 управляющие кнопки, 4 выпадающих меню [3].

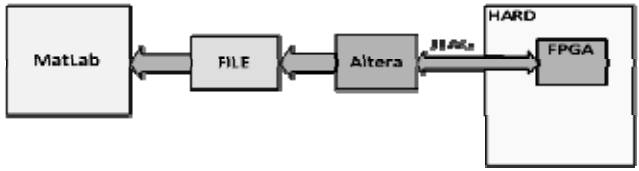


Рис. 2. Структурная схема взаимодействия программных продуктов

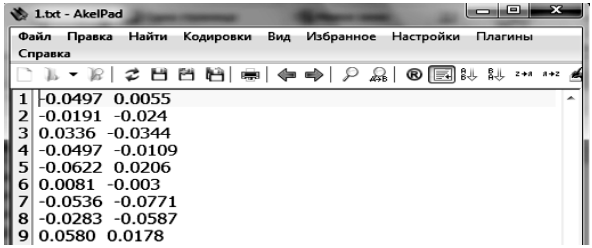


Рис. 3. Содержимое обрабатываемого файла

ЛИТЕРАТУРА

1. Руководство по эксплуатации «Аппаратура БПД WIMIC–6000».

2. Джонсон Г. Высокоскоростная передача цифровых данных / Г. Джонсон, М. Грэхэм. М.; Киев; СПб., 2005.

3. Максимов А.В., Кононов О.В., Рябцунов Н.С. Векторный анализатор OFDM-сигнала // Электронные средства и системы управления: матер. докладов Междунар. науч.-практ. конф. Томск В-Спектр, 2011.

4. Жылкайдарова М.А., Наурзалиев К.С.. Блокировочные и развязывающие конденсаторы в цепях питания // Научная интернет-конференция «ТУСУР–2012».

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*

В.А. Филимонов
АНАЛИЗ РАДИОГОЛОГРАФИЧЕСКОГО МЕТОДА ЮСТИРОВКИ БОЛЬШИХ ЗЕРКАЛЬНЫХ АНТЕНН 9

В.В. Фирсов, А.С. Кустов, М.В. Миронов
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ СИГНАЛОВ СИСТЕМЫ GPS ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ЭКСПЕРИМЕНТОВ В ПАССИВНЫХ СИСТЕМАХ РАДИОМОНИТОРИНГА 13

Н.Н. Чурбанов, А.С. Мальцев, А.И. Ветров
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КОМПЕНСАТОРА НА ОСНОВЕ РЕМОДУЛЯТОРА ДЛЯ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ, ПРИНЯТЫХ ОТ СИСТЕМ АСИММЕТРИЧНОГО МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА СОВМЕЩЕННЫМИ НЕСУЩИМИ 16

А.В. Мухин
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СКАНЕРОВ БЛИЖНЕГО ПОЛЯ В ОАО «ИСС» 20

М.И. Почуев, Р.С. Суровцев
ВЫЧИСЛЕНИЕ ПЕРЕКРЁСТНЫХ НАВОДОК ТРАСС С ЛИЦЕВОЙ СВЯЗЬЮ В ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ АППАРАТУРЫ РАДИОНАВИГАЦИИ КОСМИЧЕСКОГО АППАРАТА 23

Д.С. Данилов, С.А. Подлиннов, А.Ю. Абраменко
ВЛИЯНИЕ ДИСБАЛАНСА КВАДРАТУРНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ НА КАЧЕСТВО СИГНАЛА В БЕСПРОВОДНЫХ ПЕРЕДАТЧИКАХ 26

С. Волков, И.С. Полянский, С.В. Харченко
ПЕЛЕНГАЦИЯ ИСТОЧНИКА НЕСАНКЦИОНИРОВАННОГО ИЗЛУЧЕНИЯ, РАБОТАЮЩЕГО ЧЕРЕЗ ГЕОСТАЦИОНАРНЫЙ СПУТНИК 29

А.С. Сафонов, М.В. Миронов
ВЛИЯНИЕ ОТРАЖЕНИЯ СИГНАЛОВ ОТ ЭЛЕМЕНТОВ МЕСТНОСТИ НА ТОЧНОСТЬ ОЦЕНКИ КООРДИНАТ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ В КОСМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ РАДИОТЕХНИЧЕСКОЙ РАЗВЕДКИ 36

А.А. Савин, В.И. Тисленко
АНАЛИЗАТОР ПАРАМЕТРОВ ИСТОЧНИКОВ СИГНАЛОВ ГЛОБАЛЬНЫХ НАВИГАЦИОННЫХ КОСМИЧЕСКИХ СИСТЕМ 39

Н.Н. Чурбанов, Д.Е. Степанов
ОБРАБОТКА СЛУЖЕБНОЙ ИНФОРМАЦИИ L1/L2 В СИСТЕМАХ СЕМЕЙСТВА LTE В УСЛОВИЯХ ОТСУТСТВИЯ ИНФОРМАЦИИ О НАЧАЛЬНОЙ ИНИЦИАЛИЗАЦИИ 41

Д.Е. Степанов, Н.Н. Чурбанов
ОБОБЩЕННАЯ СХЕМА ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ НИСХОДЯЩЕГО НАПРАВЛЕНИЯ СЕМЕЙСТВА СТАНДАРТОВ LTE FDD ПРИ ОТСУТСТВИИ ИНФОРМАЦИИ О НАЧАЛЬНОЙ ИНИЦИАЛИЗАЦИИ СОЕДИНЕНИЯ 44
А.М. Свиридов
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ РАЗНОСТНО-ВРЕМЕННОГО МЕТОДА ПЕЛЕНГОВАНИЯ ИСТОЧНИКА РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ НА НАЗЕМНЫХ ТРАССАХ 47
Ф.Н. Захаров
РАСЧЁТ СРЕДНЕГО ЭЛЕКТРОМАГНИТНОГО ПОЛЯ В СЛОИСТО-НЕОДНОРОДНОЙ АТМОСФЕРЕ 51

СЕКЦИЯ 2
ЗАЩИЩЕННЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

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

А.А. Артеменко
РАЗРАБОТКА IP_АТС НА БАЗЕ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ASTERISK 54
Е.Ю. Барков
СИСТЕМА ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ГЕОРАДИОЛОКАТОРА ПРИ ПОДПОВЕРХНОСТНОМ ЗОНДИРОВАНИИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ 58
Д.В. Ерофеев
ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ МОРСКОГО РАДИОЛОКАТОРА НА ФОНЕ ВЗВОЛНОВАННОЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ 62
Д.С. Есиков
РАЗРАБОТКА АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ РЕАЛИЗАЦИИ МЕТОДОВ СЖАТИЯ ВИДЕОИНФОРМАЦИИ НА БАЗЕ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНЫХ АЛГОРИТМОВ 66
Д.С. Кудрин
РАЗРАБОТКА АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ 69
Р.Н. Назаренко
РАЗРАБОТКА АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ МЕТОДОВ ПОСТРОЕНИЯ ВИРТУАЛЬНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ LABVIEW 71
А.Ю. Остриков
ПРОЕКТИРОВАНИЕ СТРУКТУРНО-ФУНКЦИОНАЛЬНО-УСТОЙЧИВЫХ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СЕТЕЙ 73

С.С. Петров, Д.П. Прокопинская, Е.О. Спицына
РАЗРАБОТКА ЗАЩИЩЕННОГО WEB-СЕРВЕРА И ИНТЕРНЕТ САЙТА НОВОЙ СПЕЦИАЛИЗАЦИИ КАФЕДРЫ РТС 77
А.С. Подопригора
РАЗРАБОТКА АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ ЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ 79
П.Г. Русаков
АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС СЖАТИЯ ВИДЕОИНФОРМАЦИИ НА БАЗЕ ФРАКТАЛЬНЫХ АЛГОРИТМОВ В ВИРТУАЛЬНОЙ СРЕДЕ MATLAB 81
С.П. Самарин
АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС СЖАТИЯ ВИДЕОИНФОРМАЦИИ НА БАЗЕ АЛГОРИТМА JPEG 2000 И ВИРТУАЛЬНОЙ СРЕДЫ MATLAB 85
Е.Э. Тыдыков
РАЗРАБОТКА МЕТОДОВ ОБРАБОТКИ ИЗОБРАЖЕНИЙ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ С ПОМОЩЬЮ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ 88
Р.В. Высотин
ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ В LABVIEW 91

СЕКЦИЯ 3

АУДИОВИЗУАЛЬНАЯ ТЕХНИКА, БЫТОВАЯ РАДИОЭЛЕКТРОННАЯ АППАРАТУРА И СЕРВИС

*Председатель – **Пустынский И.Н.**, зав. каф. ТУ, д.т.н., профессор, зам. председателя – **Костевич А.Г.**, с.н.с. каф. ТУ НИЧ, к.т.н.*

Р.И. Аширбакиев, Ег.В. Лежнин, А.О. Мелкозеров
АППРОКСИМАЦИЯ ПЕРЕХОДНЫХ ОТВЕРСТИЙ В ПЕЧАТНЫХ ПЛАТАХ С ПОМОЩЬЮ СИСТЕМЫ TALGAT 94
Р.Р. Базаржапова, О.М. Кузнецова-Таджибаева
МНОГОСЛОЙНАЯ ПЕЧАТНАЯ ПЛАТА С ПОВЫШЕННОЙ ПОМЕХОЗАЩИТОЙ СПЕЦИЗДЕЛИЯ 97
С.В. Бянкина
ВИДЫ ПЕЧАТНЫХ ПЛАТ И КАЧЕСТВЕННЫЕ ПОКАЗАТЕЛИ ТЕХНОЛОГИИ ИХ РАЗРАБОТКИ 99
Р.Р. Газизов
РЕЗУЛЬТАТЫ КВАЗИСТАТИЧЕСКОГО АНАЛИЗА ТОКОВ ВДОЛЬ ОТРЕЗКА МНОГОПРОВОДНОЙ ШИНЫ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ 103
Е.Н. Голиков, М.Б. Квасников
ТЕЛЕВИЗИОННЫЕ СИСТЕМЫ РАСПОЗНАВАНИЯ ЛИЦ В ЭКСТРЕМАЛЬНЫХ УСЛОВИЯХ ВИДЕНИЯ 106

И.Ф. Калимулин, А.М. Заболоцкий
РАЗБРОС ЧАСТОТНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ ДЛЯ КОНДЕНСАТОРОВ ОДНОГО НОМИНАЛА И КОРПУСА 109
А.В. Каменский, М.Ю. Маланин
РАСПОЗНАВАНИЕ АВТОМОБИЛЬНЫХ НОМЕРОВ С ВИДЕОРЕГИСТРАЦИЕЙ ДЛЯ КОМПЛЕКСНЫХ СИСТЕМ БЕЗОПАСНОСТИ 111
В.В. Капустин, Г.Д. Казанцев
ЛАБОРАТОРНЫЙ ПРАКТИКУМ ПО ИЗУЧЕНИЮ СТАНДАРТА СЖАТИЯ ИЗОБРАЖЕНИЙ JPEG 2000 114
М.Е. Комнатнов
ОБЗОР ТЕМ-КАМЕР, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ИСПЫТАНИЙ НА ЭМС 116
А.Л. Конюхов, А.Г. Костевич
ДВУМЕРНАЯ АПЕРТУРНАЯ КОРРЕКЦИЯ В РАЗРЕЖЕННЫХ МАСКАХ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЙ 119
А.Л. Конюхов, М.Е. Комнатнов
СОЗДАНИЕ ПАНОРАМ ИЗОБРАЖЕНИЙ ТРАСС ОБЗОРА В АКТИВНО-ИМПУЛЬСНЫХ ТЕЛЕВИЗИОННО-ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ 122
Ег.В. Лежнин, Р.И. Аширбакиев
ИССЛЕДОВАНИЕ ТОЧНОСТИ ВЫЧИСЛЕНИЯ ЁМКОСТИ ПЕРЕХОДНОГО ОТВЕРСТИЯ В ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ 125
Евг.В. Лежнин, Ег.В. Лежнин, А.О. Мелкозеров
МОБИЛЬНОЕ ПРИЛОЖЕНИЕ ДЛЯ РАСЧЁТА ВРЕМЕННОГО ОТКЛИКА ЛИНИЙ ПЕРЕДАЧИ 128
А.В. Осипова, И.Ф. Калимулин
ОБЗОР СОВРЕМЕННЫХ МЕТОДОВ В ОБЛАСТИ ПОЛУЧЕНИЯ МОДЕЛЕЙ ПАССИВНЫХ ЭЛЕКТРОННЫХ КОМПОНЕНТОВ 131
А.С. Попов, М.И. Курячий
ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДИКИ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЗОНЫ ОБСЛУЖИВАНИЯ ОДИНОЧНОЙ ПЕРЕДАЮЩЕЙ СТАНЦИИ НАЗЕМНОГО ЦИФРОВОГО ТВ-ВЕЩАНИЯ СТАНДАРТА DVB-T2 НА ТЕРРИТОРИИ г. КЕМЕРОВА ... 132
В.К. Салов
ЭКСТРАКЦИЯ ЧАСТОТНОЙ ЗАВИСИМОСТИ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ПОДЛОЖКИ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ РЕЗОНАТОРНЫМ МЕТОДОМ 135
Е.А. Савичева, Д.А. Коцюбинский
ТЕСТИРОВАНИЕ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ КАМЕР В СИСТЕМАХ ОХРАННОГО ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ 138
О.С. Скачкова, Ок.С. Скачкова
УСТРОЙСТВО ДЛЯ КОРРЕКЦИИ КООРДИНАТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ... 141
Р.С. Суровцев, А.М. Заболоцкий
ВЛИЯНИЕ ПОКРЫВАЮЩИХ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СЛОЕВ ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЫ НА ПОГОННУЮ ЗАДЕРЖКУ И ВОЛНОВОЕ СОПРОТИВЛЕНИЕ МИКРОПОЛОСКОВОЙ ЛИНИИ ПЕРЕДАЧИ 144

А.К. Жанайдаров
РЕЗУЛЬТАТЫ АНАЛИЗА УРОВНЕЙ ПЕРЕКРЕСТНЫХ ПОМЕХ В ПЕЧАТНОЙ ПЛАТЕ БОРТОВОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ 146

СЕКЦИЯ 4
ПРОЕКТИРОВАНИЕ БИОМЕДИЦИНСКИХ ЭЛЕКТРОННЫХ И НАНОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

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

Р.И. Барнаев
БЛОК НЕИНВАЗИВНОГО ИЗМЕРЕНИЯ АРТЕРИАЛЬНОГО ДАВЛЕНИЯ ДЛЯ ЭЛЕКТРОФИЗИОЛОГИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ 149
Е.А. Батеев
ВЫСОКОЧАСТОТНЫЙ ГЕНЕРАТОР С РЕЗОНАНСНЫМ ФИЛЬТРОМ ДЛЯ АБЛЯЦИИ СЕРДЦА 152
В.А. Бойко
О ФУНКЦИОНАЛЬНОМ СОСТОЯНИИ И КОГНИТИВНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ 154
А.Н. Дымченко
АВТОМАТИЧЕСКОЕ ИЗМЕНЕНИЕ МОЩНОСТИ ИСТОЧНИКА РЕНТГЕНОВСКОГО ИЗЛУЧЕНИЯ 156
А.П. Чехоненко, Е.И. Казко, А.Н. Коровкин, А.В. Ермолаев
УСТАНОВКА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЙ СПЕКТРАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕРХЪЯРКИХ СВЕТОДИОДОВ 158
А.А. Коровкин, А.П. Чехоненко, Е.И. Казко, А.В. Ермолаев
ДЕГРАДАЦИЯ СИД И ОБРАТНАЯ ВЕТВЬ ВОЛЬТ-АМПЕРНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ 161
О.А. Ушницкая, В.М. Шараборина, А.Д. Эверстов
ПРИБОР ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ СТРЕССОВЫХ СОСТОЯНИЙ ЧЕЛОВЕКА 164
А.Д. Эверстов, О.А. Ушницкая, В.М. Шараборина
МЕТОД ИНДИКАЦИИ СТРЕССОВЫХ СОСТОЯНИЙ ЧЕЛОВЕКА НА ОСНОВЕ ТРЕМОРА РУК 166
Ю.В. Лозовая, Е.С. Мецлер
ТЕНДЕНЦИИ, ПЕРСПЕКТИВЫ И РИСКИ В ОБЛАСТИ ТЕЛЕМЕДИЦИНЫ 169
Г.С. Маликова
РАЗРАБОТКА АЛГОРИТМА ПО РАСПРОСТРАНЕНИЮ ВОЛН ВОЗБУЖДЕНИЯ В ПРЕДСЕРДИИ 172
Д.П. Матвеев, А.П. Чехоненко, Д.В. Петенев, А.А. Томашевич
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ АКТИВНОЙ ЗОНЫ СВЕТОДИОДНЫХ ГЕТЕРОСТРУКТУР 175

А.С. Моляров, А.А. Николаева, Е.И. Казко
ПОВЫШЕНИЕ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ПАССИВНОГО РАДИОИЗОТОПНОГО МЕТОДА ИССЛЕДОВАНИЯ СТРЕССОВЫХ СОСТОЯНИЙ ЧЕЛОВЕКА 178
А.С. Моляров, А.А. Николаева, Д.В. Петенев
БЕСКОНТАКТНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ СТРЕССОВЫХ СОСТОЯНИЙ ЧЕЛОВЕКА 180
К.В. Оверчук, А.А. Уваров, И.А. Лежнина
ИССЛЕДОВАНИЕ БАТАРЕЙНОГО МОДУЛЯ ДЛЯ СИСТЕМ ЭКГ-МОНИТОРИРОВАНИЯ 183
А.М. Машуков, Я.Н. Подскарбий, А.С. Семенов, Д.Р. Уразаев
БЕЗБОЛЕВОЕ УСТРАНЕНИЕ МЕРЦАНИЙ ПРЕДСЕРДИЙ 186

СЕКЦИЯ 5
ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ

*Председатель секции – **Лощилов А.Г.**, с.н.с. СКБ «Смена», к.т.н., зам. председателя – **Бомбизов А.А.**, м.н.с. СКБ «Смена»*

А.М. Алланурoв, К.А. Карпов
РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ДЛЯ ПРИЕМА И ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ПЛАТУ УПРАВЛЕНИЯ НА БАЗЕ ЧИПА OXuPCI952 189
С.А. Артищев
ВЛИЯНИЕ НЕСТАБИЛЬНОСТИ АМПЛИТУДЫ ВЫХОДНОГО СИГНАЛА ГЕНЕРАТОРА ТЕСТОВЫХ ИМПУЛЬСОВ ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ИЗМЕРЕНИЙ МЕТОДОМ НЕЛИНЕЙНОЙ РЕФЛЕКТОМЕТРИИ 191
С.А. Артищев
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ УСТАНОВКА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ КОНТАКТОВ С УЧЕТОМ ТЕРМОЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЭФФЕКТОВ 194
Д.С. Чебуренко
ИНДУКТИВНО-РЕЗИСТИВНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ КОД–НАПРЯЖЕНИЕ 197
И.И. Добрынин, С.А. Мосин
МОДУЛЬНОЕ ТЕСТИРОВАНИЕ БИБЛИОТЕКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ОПЦИЙ ДЛЯ СИГНАЛА СТАНДАРТА СВЯЗИ LTE 200
И.В. Ильченко
ВХОДНОЙ СВЧ-БЛОК РАДИОМЕТРИЧЕСКОЙ СИСТЕМЫ 203
С.П. Караульных, А.А. Бомбизов, А.Ф. Пустовойт
ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА ПРОДУКТОВ МЕХАНОЭЛЕКТРИЧЕСКОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ 206
К.А. Карпов
РАЗРАБОТКА ГЕНЕРАТОРА ОПОРНЫХ ИМПУЛЬСОВ С РЕГУЛИРУЕМЫМИ ПАРАМЕТРАМИ 209

М.С. Креккер
УСТРОЙСТВО ТЕРМОСТАТИРОВАНИЯ РАДИОМЕТРА 213
М.А. Лазько
СПОСОБ РЕГИСТРАЦИИ ОТКЛИКОВ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ МЕТОДА НЕЛИНЕЙНОЙ РЕФЛЕКТОМЕТРИИ 215
И.М. Макаров
ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ СИСТЕМЫ СБОРА ДАННЫХ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ КАЧЕСТВА ТВЕРДЫХ МАТЕРИАЛОВ 219
С.А. Мосин, И.И. Добрынин
ПОРТИРОВАНИЕ БИБЛИОТЕКИ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ОПЦИЙ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ MICVSA С GPU НА CPU 222
М.Е. Перевозников
РАЗРАБОТКА ФОРМИРОВАТЕЛЯ ИМПУЛЬСОВ СТРОБОСКОПИЧЕСКОГО ПРИЕМНИКА 225
Е.И. Тренкаль
РАЗРАБОТКА БАЗОВОГО АДАПТЕРНОГО МОДУЛЯ ДЛЯ ПЛАТФОРМЫ NI FlexRIO 229
А.В. Убайчин
К ПРОБЛЕМЕ ВЫБОРА СХЕМНОГО ИСПОЛНЕНИЯ МИКРОВОЛНОВОГО РАДИОМЕТРА 233

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.*

А.Н. Адодин
АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ И НАВЕДЕНИЯ СОЛНЕЧНОГО ФОТОМЕТРА 236
К.Н. Афонин, Г.И. Большанин, А.А. Оджиковский
ФОРМИРОВАНИЕ ПРОВОДНИКОВ СВЕТОДИОДНОГО МОДУЛЯ ПЕЧАТНЫМ МЕТОДОМ 238
Э.С. Аманатов
АНАЛИЗ НЕДОСТАТКОВ ЗАПАДНОГО ПОДХОДА К МАТЕМАТИЧЕСКОМУ АНАЛИЗУ ПРОБЛЕМ ПОЛЯРИМЕТРИИ 241
С.В. Янов, С.С. Дьяченко
ВЛИЯНИЕ СРЕДЫ, ЗАПОЛНЕННОЙ ГИДРОМЕТЕОРАМИ, НА ПОЛЯРИЗАЦИОННУЮ СТРУКТУРУ РАДИОЛОКАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ 244
М.А. Голева, В.В. Герасимов, Е.В. Чакин, А.Д. Репенко
РАЗРАБОТКА МЕТОДИКИ ОБЕСПЕЧЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРНОЙ СТАБИЛЬНОСТИ ПРЕЦИЗИОННОГО ИСТОЧНИКА ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ В ТВЕРДОТЕЛЬНОМ ИСПОЛНЕНИИ 247

А.И. Горн
УСТРОЙСТВО АВТОМАТИЧЕСКОГО РЕГУЛИРОВАНИЯ РАСХОДА ЖИДКОСТИ 250
В.А. Гущин
МОНОЛИТНЫЕ ИНТЕГРАЛЬНЫЕ СХЕМЫ GaAs PIN-ДИОДНЫХ КОММУТАТОРОВ СВЧ 1×2 И 1×3 КАНАЛА С ИНТЕГРИРОВАННЫМИ ЦЕПЯМИ УПРАВЛЕНИЯ 252
Д.Д. Кожич, А.В. Ковальский, Р.С. Идиятуллин
МОДЕРНИЗАЦИЯ ДВУХТАКТНОГО УЗЧ НА ОСНОВЕ УСИЛИТЕЛЯ ОТ МАГНИТОФОНА «ВЕГА-328» 255
В.В. Охотников, Д.С. Косов
РАЗРАБОТКА ПРОГРАММИРУЕМЫХ УСТРОЙСТВ ДЛЯ ИГРЫ НА МУЗЫКАЛЬНЫХ ИНСТРУМЕНТАХ 257
Т.Н. Пушкарёв
ЗОНДИРОВАНИЕ ОДНОРОДНЫХ И НЕОДНОРОДНЫХ МАТЕРИАЛЬНЫХ СРЕД ПЛОСКИМИ ВОЛНАМИ ВЕРТИКАЛЬНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ. 260
Т.Н. Шуклина
ОБЩИЕ ТРЕБОВАНИЯ К ПЕЧАТНЫМ УЗЛАМ В ПРИБОРАХ С ПОВЫШЕННЫМИ ТРЕБОВАНИЯМИ 263
Т.Т. Сопуев
ПРИМЕНЕНИЕ ПРОГРАММЫ HFSS В КАЧЕСТВЕ УЧЕБНОГО ПО ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СВЧ-УСТРОЙСТВ. АНАЛИЗ ШИРОКОПОЛОСНОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ С ЭЛЕМЕНТАМИ ВИВАЛЬДИ....266
Д.Г. Старосек, А. Ким
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ КРУГОВОГО ПОЛЯРИЗАЦИОННОГО ОТНОШЕНИЯ В ЗАДАЧАХ РАДИОЛОКАЦИИ....270
А.С. Васильева, А.С. Мельникова
РАЗРАБОТКА МОДЕЛЕЙ ЦИФРОВЫХ КОМПОНЕНТОВ РОССИЙСКОГО ПРОИЗВОДСТВА НА ЯЗЫКЕ SIMCODE 272
К.Ф. Аджахунов, М.С. Ветошкин, И.В. Пичуев
ФОРМИРОВАНИЕ ВРАЩАЮЩЕЙСЯ ЛИНЕЙНОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ СПИРАЛЬНЫХ АНТЕНН ДЕЦИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА 276

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.*

Р.Ш. Ахтямов
РАСШИРЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА УСТРОЙСТВА УПРАВЛЕНИЯ АМПЛИТУДОЙ ИМПУЛЬСОВ....279

Н.Н. Алексеева
ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ВИОЛЫ–ДЖОНСА К ЗАДАЧЕ РАСПОЗНАВАНИЯ ВАСКУЛЯРНОГО РИСУНКА РУКИ 282
С.О. Чечулин
ТЁМНЫЕ НЕЧЕТНЫЕ ПРОСТРАНСТВЕННЫЕ ОПТИЧЕСКИЕ СОЛИТОНЫ В КУБИЧЕСКИХ ФОТОРЕФРАКТИВНЫХ КРИСТАЛЛАХ ПРИ РАЗЛИЧНЫХ ЭЛЕКТРООПТИЧЕСКИХ КОНФИГУРАЦИЯХ..... 284
О.В. Дмитриев, А.В. Максимов
ИССЛЕДОВАНИЕ РЕЗОНАНСНОГО «LC» КАСКАДА НА ОПЕРАЦИОННОМ УСИЛИТЕЛЕ 287
Н.А. Ерсултанов
ИМПУЛЬСНЫЙ ИК-ПРОЖЕКТОР С УПРАВЛЯЕМОЙ МОЩНОСТЬЮ..... 290
А.С. Иргит
ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА SURF В СИСТЕМАХ КОНТРОЛЯ И УПРАВЛЕНИЯ ДОСТУПОМ НА ОСНОВЕ БИОМЕТРИЧЕСКИХ ТЕХНОЛОГИЙ 293
Д.А. Конкин, С.А. Михнов, Н.А. Дашин, Л.А. Железнова
ФОРМИРОВАНИЕ СФЕРИЧЕСКОЙ НЕОДНОРОДНОСТИ С ПОГРАНИЧНЫМ СЛОЕМ В РАСТВОРАХ ОРГАНИЧЕСКИХ КРАСИТЕЛЕЙ ПОД ДЕЙСТВИЕМ ФОКУСИРОВАННОГО ЛАЗЕРНОГО ИЗЛУЧЕНИЯ..... 296
С.А. Ламонова
МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕЛИНЕЙНОЙ МОДЕЛИ GaAs ДИОДА ГАННА. 299
М.В. Лазюк, А.В. Максимов
ИССЛЕДОВАНИЕ ПРИНЦИПОВ РАБОТЫ МИКРОСХЕМЫ ADF4360-8 302
А.В. Горевой, А.В. Лирник
МОДЕРНИЗАЦИЯ ЖИГ-ГЕНЕРАТОРА 304
А.А. Лукина, А.В. Максимов
ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК УСТРОЙСТВ ПРИЕМА И ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ..... 306
Д.А. Махорин, А.Б. Галиев, Е.К. Муталиев
ФОТОПРИЕМНИК СИСТЕМЫ КВАНТОВОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ КЛЮЧЕЙ 310
К.А. Маторин, Б.А. Щеголев, Д.Т. Валиев
ГЕНЕРАТОР УЛЬТРАФИОЛЕТОВЫХ ИМПУЛЬСОВ ДЛЯ СПЕКТРОЗОНАЛЬНЫХ ЛЮМИНЕСЦЕНТНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ 314
Р.С. Мельников
УСТРОЙСТВО ЗАЩИТЫ ШИРОКОПОЛОСНОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ОТ ПЕРЕГРУЗКИ ПО ВХОДУ 317
А.Б. Мирманов
МОДЕЛИРОВАНИЕ КАНАЛА СВЯЗИ НОВОЙ ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ МЕТОДОЛОГИИ СИСТЕМНОГО АНАЛИЗА 320

Ш.Ш. Монгуш, А.В. Максимов
ПРИМЕНЕНИЕ МОМЕНТНЫХ ИНВАРИАНТОВ В ЗАДАЧАХ РАСПОЗНАВАНИЯ ОБРАЗОВ ВАСКУЛЯРНОГО РИСУНКА ЛАДОНИ 321
М.А. Назаров
ОЦЕНКА СИСТЕМАТИЧЕСКОЙ ПОГРЕШНОСТИ ИЗМЕРЕНИЯ ФОРМЫ ИМПУЛЬСНОГО СИГНАЛА РЕГИСТРИРУЮЩИМ УСТРОЙСТВОМ 324
М.В. Побаченко, А.А. Лукина
АВТОМАТИЧЕСКОЕ ИЗМЕРЕНИЕ ЗНАЧЕНИЙ IP_3 В СРЕДЕ LABVIEW 327
А.Ю. Попков
УСИЛИТЕЛИ МОЩНОСТИ КЛАССА Е Х-ДИАПАЗОНА 329
А.Н. Шкердин, М.А. Сонькин
ОЦЕНИВАНИЕ ПАРАМЕТРОВ ПОЛИНОМИАЛЬНОГО РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПРИ НАБЛЮДЕНИИ ЧАСТОТ КОДОВЫХ КОМБИНАЦИЙ 333
И.А. Смецкой, А.С. Карауш
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ ДИАГРАММЫ НАПРАВЛЕННОСТИ RFID-СЧИТЫВАТЕЛЯ 336
И.А. Стройкин, А.В. Крючков, С.А. Ламонова
УСТАНОВКА ДЛЯ РАЗБРАКОВКИ ДИОДОВ ГАННА СВЧ-ГЕНЕРАТОРА 339
М.С. Сыдыхов, А.В. Максимов
ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК УСТРОЙСТВ РАДИОАВТОМАТИКИ 341
Г.А. Трофимов, Д.А. Шендрик
АРХИТЕКТУРА DSSS ПРИЕМНИКА 344
В.В. Верховин
ИССЛЕДОВАНИЕ ЗАВИСИМОСТЕЙ ВЕЛИЧИНЫ ОШИБОК МОДУЛЯЦИИ ЦИФРОВОГО СИГНАЛА В УСИЛИТЕЛЯХ С ПОДАВЛЕНИЕМ И ВОССТАНОВЛЕНИЕМ ОГИБАЮЩЕЙ 347
К.С. Белоусов, А.В. Дроздов, А.С. Загородний
МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИОДНОГО ДЕТЕКТОРА МОЩНОСТИ СИГНАЛОВ СВЧ 350
А.А. Жунусова
ПРОГРАММНЫЙ КОМПОНЕНТ ДЛЯ КОМПЕНСАЦИИ СОБСТВЕННЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ ИСКАЖЕНИЙ ГЕНЕРАТОРА НУЛЬ-СПЕКТРАЛЬНЫМ МЕТОДОМ 352
М.А. Жылкайдарова, К.С. Наурзалиев, А.В. Максимов
ВЕКТОРНЫЙ АНАЛИЗАТОР OFDM-СИГНАЛА 356

Для заметок

Научное издание

Материалы
Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2013»

15–17 мая 2013 г., г. Томск

В пяти частях

Часть 1

Корректор – **В.Г. Лихачева**
Верстка **В.М. Бочкаревой**

Издательство «В-Спектр»
Сдано на верстку 01.04.2013. Подписано к печати 30.04.2013.
Формат $60\times84^{1}/_{16}$. Печать трафаретная. Печ. л. 23,25.
Тираж 500 экз. Заказ 11.

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