



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

Преимущества обучения в ТУСУРе:

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

Прием документов на очную форму обучения начинается 20 июня и заканчивается 25 июля (если у абитуриента имеется полный комплект результатов вступительных испытаний в форме ЕГЭ или результатов олимпиад школьников, утвержденных Минобрнауки РФ), 5 июля (если абитуриент будет сдавать вступительные испытания в форме ЕГЭ в дополнительные сроки) и 13 июля (если абитуриент будет сдавать вступительные испытания, проводимые ТУСУР самостоятельно). Абитуриент имеет право подать заявление не более чем на 3 направления подготовки и/или специальности ТУСУР, указав их рейтинг.

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

Конкурс абитуриентов на бюджетные места очной формы обучения проводится с 28 июля по сумме баллов за три экзамена в порядке ее убывания. Возможен прием абитуриентов на бюджетные места по договору целевого приема. Зачисление в число студентов ТУСУРа на бюджетные места будет вестись с 30 июля по 11 августа включительно, зачисление на платные места - 22 августа.

634050, г. Томск, пр. Ленина, 40, каб. 129
Тел.: (3822) 513-226, 900-100
Факс: (3822) 513-226

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



TUSUR

НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР-2014



**МАТЕРИАЛЫ ВСЕРОССИЙСКОЙ
НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКОЙ КОНФЕРЕНЦИИ
СТУДЕНТОВ, АСПИРАНТОВ
И МОЛОДЫХ УЧЕНЫХ
14-16 мая 2014 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–2014»**

14–16 мая 2014 г., г. Томск

В пяти частях

Часть 1

В-Спектр
2014

УДК 621.37/.39+681.518 (063)

ББК 32.84я431+32.988я431

Н 34

Н 34 Научная сессия ТУСУР–2014: Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 14–16 мая 2014 г. – Томск: В-Спектр, 2014: В 5 частях. – Ч. 1. – 280 с.

ISBN 978-5-91191-305-2

ISBN 978-5-91191-306-9 (Ч. 1)

Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых посвящены различным аспектам разработки, исследования и практического применения радиотехнических, телевизионных и телекоммуникационных систем и устройств, сетей электро- и радиосвязи, вопросам проектирования и технологии радиоэлектронных средств, аудиовизуальной техники, бытовой радиоэлектронной аппаратуры, а также автоматизированных систем управления и проектирования. Рассматриваются проблемы электроники СВЧ- и акустооптоэлектроники, нанофотоники, физической, плазменной, квантовой, промышленной электроники, радиотехники, информационно-измерительных приборов и устройств, распределенных информационных технологий, вычислительного интеллекта, автоматизации технологических процессов, в частности в системах управления и проектирования, информационной безопасности и защиты информации. Представлены статьи по математическому моделированию в технике, экономике и менеджменте, антикризисному управлению, правовым проблемам современной России, автоматизации управления в технике и образовании, а также работы, касающиеся социокультурных проблем современности, экологии, мониторинга окружающей среды и безопасности жизнедеятельности.

УДК 621.37/.39+681.518 (063)

ББК 32.84я431+32.988я431

*Конференция проводится при финансовой поддержке
Российского фонда фундаментальных исследований (РФФИ)
в рамках Конкурса научных проектов организации российских
и международных молодежных научных мероприятий,
проект № 14-07-06806*

ISBN 978-5-91191-305-2

ISBN 978-5-91191-306-9 (Ч. 1)

© Том. гос. ун-т систем управления
и радиоэлектроники, 2014

**Всероссийская
научно-техническая конференция
студентов и молодых ученых
«Научная сессия ТУСУР–2014»
14–16 мая 2014 г.**

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ

- Шурыгин Ю.А. – председатель Программного комитета, ректор ТУСУРа, Заслуженный деятель науки РФ, д.т.н., профессор;
- Шелупанов А.А. - сопредседатель Программного комитета, проректор по НР ТУСУРа, директор Института системной интеграции и безопасности, председатель правления Томского профессорского собрания, д.т.н., профессор;
- Беляев Б.А., зав. лабораторией электродинамики Ин-та физики СО РАН, д.т.н., г. Красноярск
- 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.;
- Демидов А.Я., декан РТФ, зав. каф. ТОР, к.ф.-м.н., доцент;
- Дмитриев В.М., зав. каф. МиСА, д.т.н., профессор;
- Еханин С.Г., профессор каф. КУДР, д.ф.-м.н., доцент;
- Ехлаков Ю.П., зав. каф. АОИ, д.т.н., профессор;
- Зариковская Н.В., доцент каф. ЭМИС, к.ф.-м.н.;
- Карташев А.Г., профессор каф. РЭТЭМ, д.б.н.;
- Катаев М.Ю., профессор каф. АСУ, д.т.н.;
- Коцубинский В.П., зам. зав. каф. КСУП, доцент каф. КСУП, к.т.н.;
- Лоцилов А.Г., с.н.с. СКБ «Смена» ТУСУРа, к.т.н.;
- Лукин В.П., директор отд. распространения волн Ин-та оптики атмосферы СО РАН, Почетный член Американского оптического общества, 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, зам. зав. каф. КИБЭВС по НР, д.т.н., доцент;
- Мицель А.А., профессор, зам. зав. каф. АСУ, д.т.н.;

- Осипов Ю.М., зав. отделением каф. ЮНЕСКО ТУСУРа, академик Международной академии информатизации, д.э.н., д.т.н., профессор;
- Пустынский И.Н., зав. каф. ТУ, заслуженный деятель науки и техники РФ, д.т.н., профессор;
- Разинкин В.П., профессор каф. ТОР НГТУ, д.т.н., профессор, г. Новосибирск;
- Семиглазов А.М., профессор каф. ТУ, д.т.н.;
- Суслова Т.И., декан ГФ, зав. каф. ФС, д.ф.н., профессор;
- Титов А.А., профессор 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., профессор каф. КИБЭВС, д.т.н.;
- Черепанов О.И., зав. каф. ЭСАУ, д.ф.-м.н.;
- Шарангович С.Н., профессор, зав. каф. СВЧИКР, к.ф.-м.н.;
- Шарыгин Г.С., зав. каф. РТС, д.т.н., профессор;
- Шостак А.С., профессор каф. КИПР, д.т.н.

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ

- Шелупанов А.А. - председатель Организационного комитета, проректор по НР ТУСУРа, директор ИСИБ, д.т.н., профессор;
- Юрченкова Е.А. – ведущий инженер ОППО ТУСУРа, к.х.н.;
- Ярымова И.А. – зав. ОППО ТУСУРа, к.б.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. Радиоэлектронные системы передачи информации и средства их защиты. Председатель секции – Голиков Александр Михайлович, доцент каф. РТС, к.т.н.; зам. председателя – Бернгардт Александр Самуилович, доцент каф. РТС, к.т.н.
- Секция 3. Аудиовизуальная техника, бытовая радиоэлектронная аппаратура, сервис и антикризисное управление. 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 нанoeлектронных средств. Председатель секции – Еханин Сергей Георгиевич, зав. каф. КУДР, д.ф.-м.н., доцент; зам. предсе-

- дателя – Романовский Михаил Николаевич, доцент каф. КУДР, к.т.н.
- Секция 5. Проектирование измерительной аппаратуры. Председатель секции – Лоцилов 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, нанопотоника 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 – Демидов Анатолий Яковлевич, зав. каф. ТОР, к.ф.-м.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, зав. каф. АОИ, д.т.н., проф.; зам. председателя – Сенченко Павел Васильевич, декан ФСУ, доцент каф. АОИ, 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 ИР ТУСУРа, директор ИСИБ, 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. ЭМИС, к.ф.-м.н.
- Подсекция 19.1. Моделирование в естественных и технических науках. Председатель секции – Зариковская Наталья Вячеславовна, доцент каф. ЭМИС, к.ф.-м.н.; зам. председателя – Кологаев Илья Владимирович
- 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 22. Экология и мониторинг окружающей среды. Безопасность жизнедеятельности. Председатель секции – Карташев Александр Георгиевич, проф. каф. РЭТЭМ, д.б.н.; зам. председателя – Денисова Татьяна Владимировна, доцент каф. РЭТЭМ, к.б.н.
- Секция 23. Социогуманитарные проблемы современности: история, теория, практика. Председатель секции – Сулова 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 – Вельш Дарья Владимировна, ассистент каф. ИСР
- Подсекция 23.2. Современные социокультурные технологии в организации работы с молодежью. Председатель секции – Сулова 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 – Дробот Павел Николаевич, доцент каф. УИ, к.ф.-м.н.
- Секция 25. Автоматизация управления в технике и образовании. Председатель секции – Дмитриев Вячеслав Михайлович, зав. каф. МиСА, д.т.н., проф.; зам. председателя – Ганджа Тарас Викторович, доцент каф. МиСА, к.т.н.
- Секция 26. Современные информационные технологии. Открытия. Творчество. Проекты. Председатель секции – Смолонская Марина Александровна, зам. начальника учебно-методического управления НОУ «Открытый молодежный университет»; зам. председателя – Титов Роман Васильевич, ведущий методист 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 – 8–13-я, 25, 26, 27-я секции;
3-й том – 16–18-я секции;
4-й том – 15, 19–22-я секции;
5-й том – 23, 24-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*

ИССЛЕДОВАНИЕ КАНАЛА СВЯЗИ НА ЧАСТОТЕ 433 МГц
Ю.И. Баиров, А.А. Зайцев, А.А. Сазонов, студенты каф. РТС
г. Томск, ТУСУР, РТФ, mzd.yura@rambler.ru
Проект ГПО РТС-1203

Искажения сигналов, вызванные многолучевостью распространения, приводят к значительным погрешностям оценки их параметров. Таким образом, многолучевость канала распространения радиоволн (РРВ) существенно влияет на качество радиотехнической системы. Работа систем связи внутри помещений сопряжена с некоторыми особенностями: сравнительно маленькие расстояния между передающими и приемными антеннами, а также отсутствие прямой видимости в связи с наличием стен и прочих перекрытий [1]. В настоящее время для беспроводного сопряжения устройств используют Bluetooth и Wi-Fi модули, но когда нужно управлять микроконтроллером различную периферию, например команды запуска работы сигнализации, используют радиомодули, работающие на бесплатных частотах (433,075 – 434,750 МГц и 868,7–869,2 МГц). Также получили широкое применение радиомодули для передачи данных в современной промышленности, это связано, прежде всего, с прямой экономической выгодой. Передача информации с применением таких интерфейсов, как RS-232, RS-485, RS-485 и Hart-протокол, предусматривает наличие проводной линии связи. Зачастую обеспечение этой линии затруднительно (требует серьезных экономических и временных затрат) или, того хуже, невозможно в силу различных факторов. И в этом случае применение радиосвязи является отличным решением [2].

Цель эксперимента: получение экспериментальных данных о канале РРВ внутри помещений на частоте 433 МГц для беспроводных систем связи.

На передающей стороне использовался радиомодуль НМ-TR433 [3], формирующий ЧМ-сигнал с мощностью излучения 5 дБм на несущей

шей частоте 433 МГц. На приемной – анализатор спектра – Agilent CXA N9000A и приемная антенна.

Измерения проводились в 2 комнатах, аудитории 406, на четвертом этаже радиотехнического корпуса ТУСУРа. План этого помещения приведен на рис. 1. В комнате 1 находятся рабочие места работников кафедры РТС, компьютеры, оборудование, а комната 2 – учебная, по периметру расположены компьютеры. На рис. 1 показано, как менялось положение радиомодуля НМ-TR433 в точках 1–5, а анализатор спектра – Agilent CXA N9000A обозначен как RX и был неподвижен.

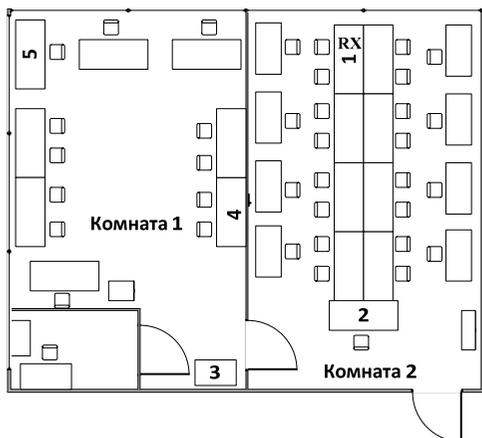


Рис. 1. План размещения приемника и передатчика

С помощью анализатора мы измеряли уровень принимаемого сигнала с учетом смены положения передатчика. На рис. 2 показан спектр принимаемого сигнала в точке 1, где радиомодуль был подсоединен непосредственно к анализатору. Были получены две несущие с частотами 433,9 МГц и 434,1 МГц с уровнями сигнала $-8,16$ дБм и $-10,7$ дБм соответственно.

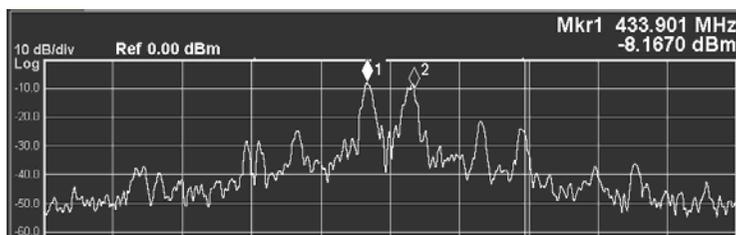


Рис. 2. Спектр сигнала в точке 1

На рис. 3 приведены спектры в точках 2 и 4. Из них видно, что мощность сигнала понизилась до $-70,9$ дБм и $-71,56$ дБм в точке 2, а в точке 4 до $-78,8$ и $-80,14$ дБм. Несущие частоты остались неизменными.

Из полученных результатов видно, что, естественно, с увеличением расстояния мощность сигнала падает, что способствует увеличению ошибок на приеме. Одним из способов повысить отношение сигнал/шум является повысить мощность передатчика либо использовать корреляционные методы анализа сигнала.

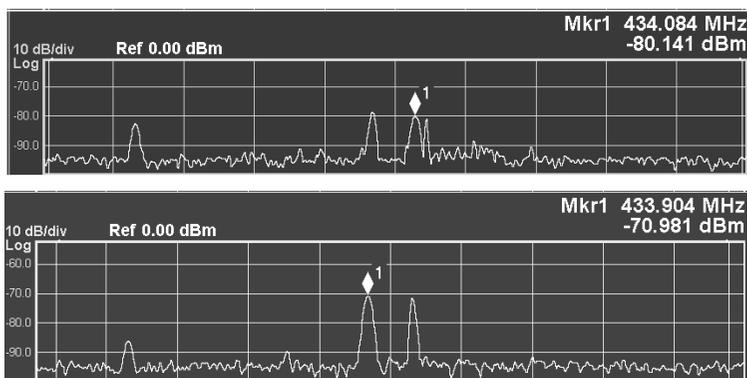


Рис. 3. Спектры сигналов в точках 2 и 4

ЛИТЕРАТУРА

1. Ворошилин Е.П., Лебедев В.Ю. Экспериментальная оценка импульсной реакции канала распространения радиоволн в сантиметровом диапазоне // Доклады ТУСУРа. 2008, № 2 (18), ч. 2.
2. Воробьева Г.С. Исследование работы радиомодуля DP1201F: метод. пособие. Томск, 2009. С. 3. Документация к НМ-TR433 [Электронный ресурс]. URL: <http://z.compel.ru/itempdf/85553b6cd853007cf909b78266c96e02/ps/hop-erf-hm-tr.pdf>, свободный доступ.

ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ РУПОРНОЙ АНТЕННЫ В ДАЛЬНЕЙ ЗОНЕ С ПОМОЩЬЮ ЧАСТОТНОГО И ВРЕЯИМПУЛЬСНОГО ОБОРУДОВАНИЯ В ДИАПАЗОНЕ ДО 17 ГГц

С.К. Доманов, аспирант каф. СВЧиКР,

А.В. Мухин, аспирант каф. ТУ, И.В. Коньшеев

*г. Железногорск, ОАО «Информационные спутниковые системы»
имени академика М.Ф. Решетнева, serzh.domanov@mail.ru*

В ОАО «ИСС» им. М.Ф. Решетнева для измерения коэффициента усиления (КУ) антенн космических аппаратов (КА) используются два основных вида измерений по типу приемопередающего оборудования: с использованием частотного оборудования, излучающего и принимающего СВЧ-сигнал на заданной частоте, и времяимпульсного оборудования, включающего в себя сверхширокополосный (СШП) генератор зондирующих импульсов, излучающий в пространство сверхкороткий электромагнитный импульс, и СШП программно-управляемое приемное устройство. В данной статье на основе результирующих

графиков зависимости КУ от частоты обосновывается возможность применимости как одного, так и другого вида оборудования для измерения КУ.

Измерение КУ проводилось в условиях безэховой камеры для частотного и времяимпульсного метода. Расстояние между вспомогательной и исследуемой антеннами выбиралось в соответствии с условиями дальней зоны, формула (1):

$$R = \frac{2D^2}{\lambda}, \quad (1)$$

где D – диаметр апертуры исследуемой антенны; λ – наименьшая длина волны в рабочей полосе частот.

Для измерения КУ с помощью частотного оборудования использовался векторный анализатор цепей Agilent PNA E8363B, в котором измерительные порты могут участвовать как в качестве приемника, так и генератора. Для измерения КУ на времяимпульсном оборудовании в качестве генератора зондирующих импульсов и программно-управляемого приемного устройства использовались приборы ТМГ 010020 P01 и ТМР 8150 соответственно производства компании ООО «НПП «Трим СШП Измерительные Системы». Для расчета КУ по формуле (2) было необходимо произвести измерения в соответствии со схемами, представленными на рис. 1, и зарегистрировать значения напряжений $U_{эф}$ и $U_{пр}$.

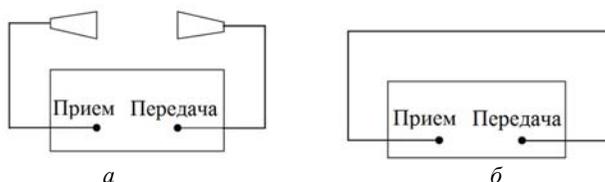


Рис. 1. Схема для измерения КУ рупорной антенны: a – через эфир и b – напрямую

$$G = 10 \lg \left(\frac{4\pi R}{\lambda'} \right)^2 - \left(\frac{U_{эф} - U_{пр}}{2} \right), \quad (2)$$

где $U_{эф}$ – значение напряжения при проведении измерений через эфир; $U_{пр}$ – значение напряжения при проведении измерений напрямую; λ' – рабочая длина волны.

Особенность применения времяимпульсного оборудования состоит в том, что регистрация сигналов на выходе измеряемой антенны

осуществляется только на определенном отрезке времени, называемом временным окном. Это обстоятельство является главным преимуществом измерений данным методом, т.к. появляется возможность селекции мешающих отражений.

Размер временного окна выбирается таким образом, чтобы полезный сигнал находился в его границах, а вне окна – сигналы, отраженные от окружающих предметов (пол, потолок, стены и т.д.). Таким образом временное окно определяет зону абсолютной безэховости. Размер зоны безэховости определяется по формуле (3):

$$\Delta R = \sqrt{R^2 + 4H^2} - R, \quad (3)$$

где H – высота расположения антенн над отражающей поверхностью.

На рис. 2–3 представлены временные импульсные отклики во временном окне с шагом 220 пс и с шагом 70 пс, измеренные через эфир и напрямую.

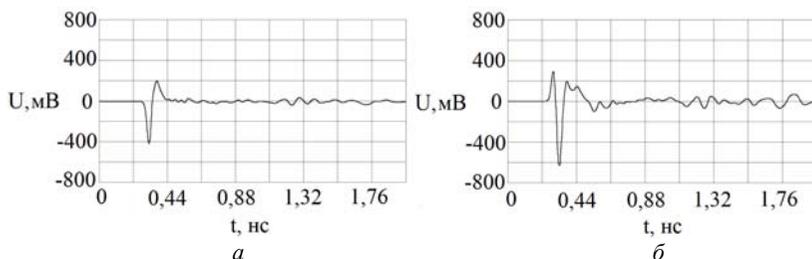


Рис. 2. Временной импульсный отклик во временном окне с шагом 220 пс, измеренный: *a* – напрямую и *б* – через эфир

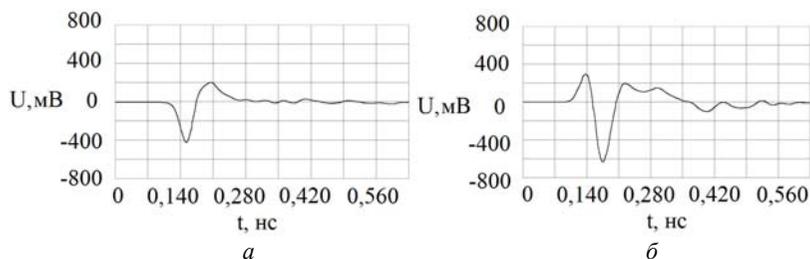


Рис. 3. Временной импульсный отклик во временном окне с шагом 70 пс, измеренный: *a* – напрямую и *б* – через эфир

На рис. 4 представлен результирующий график зависимости КУ от частоты для трех случаев:

– кривая 1: КУ, измеренный на частотном оборудовании Agilent PNA E8363B;

– кривая 2: КУ, измеренный на времяимпульсном оборудовании компании ООО «НПП «Трим СШП Измерительные Системы» (при обработке сигналов, записанных во временном окне с шагом 220 пс);

– кривая 3: КУ, измеренный времяимпульсным методом на оборудовании ООО «НПП «Трим СШП Измерительные Системы» (при обработке сигналов, записанных во временном окне с шагом 70 пс).

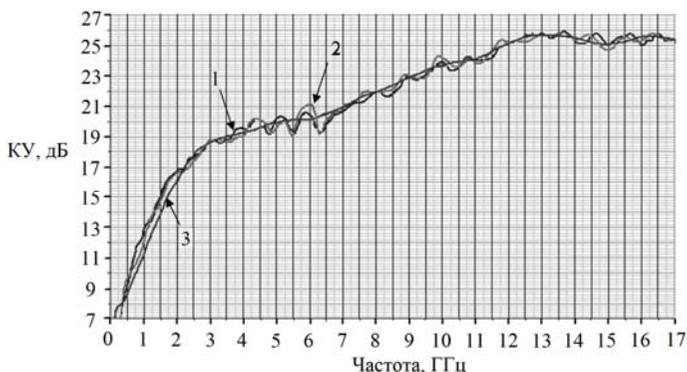


Рис. 4. Сравнительный график зависимости КУ от частоты

В результате проведенных исследований видно, что значения КУ антенн, измеренных с использованием частотного и времяимпульсного оборудования, имеют достаточно высокую степень сходимости. Максимальный уровень несовпадения характеристик не превышает 0,6 дБ. На данный момент на предприятии это значение не считается критическим для измерения КУ антенн КА, поэтому делается вывод о возможном использовании как частотного, так и времяимпульсного оборудования.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРОФИЛЯ РЕФЛЕКТОРА БОЛЬШОЙ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ ПО СИГНАЛУ УДАЛЕННОГО ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ

В.А. Филимонов, м.н.с. НИИ РТС ТУСУРа

*Научный руководитель А.А. Мещеряков, к.т.н., с.н.с. НИИ РТС
г. Томск, ТУСУР, vorlas@sibmail.com*

При эксплуатации больших зеркальных антенн (БЗА) возникают ошибки амплитудно-фазового распределения поля на апертуре, которые являются следствием отклонения истинного положения оптической оси от расчетного из-за ряда различных факторов: неточностей

изготовления конструкции антенны, ошибок датчиков положения, деформаций конструкции антенны и др. Деформации конструкции могут быть: гравитационными (для наземных БЗА), тепловыми (неравномерный нагрев антенны), механическими (ошибки при развертке спутниковых антенн, нанесенные во время обслуживания антенны, природные (ветер). Причем смещения и деформации под действием ветра и веса примерно пропорциональны квадрату размера апертуры, а тепловые деформации, происходящие из-за разности температур, зависят от размера конструкции приблизительно линейно.

Отклонение профиля антенны может быть описано уравнением

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

где λ – длина волны; F – фокусное расстояние; $\Phi(x, y)$ – фазовое распределение тока на апертуре; x и y – линейные координаты. Из уравнения (1) видно, что форма рефлектора напрямую зависит от фазового распределения поля на апертуре. Максимально допустимое среднеквадратичное отклонение описывается как

$$\sigma_{\max} < \lambda \Delta \varphi / 2\pi(1 + \cos \psi),$$

где λ – длина волны; ψ – угол между точкой поверхности и продольной осью антенны. Если ошибки не превышают $\lambda/16 \dots 20$, то их можно не учитывать. В противном случае их нужно компенсировать. Компенсация проводится во время юстировки антенны. В настоящее время известны механические, оптико-механические, геодезические и радиофизические методы юстировки БЗА [1]. Каждый из методов имеет ряд достоинств и недостатков.

Целью данного сообщения является показать возможность восстановления формы профиля БЗА по результатам измерения комплексной диаграммы направленности (КДН).

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

$$E(u, v) = \iint I(x, y) \cdot e^{-\frac{2\pi}{\lambda}(ux + vy)} dx dy, \quad (2)$$

$$I(x, y) = \frac{1}{2\pi} \iint E(u, v) \cdot e^{\frac{2\pi}{\lambda}(xu + yv)} du dv, \quad (3)$$

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

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

При этом распределение можно выразить через поляризационные компоненты, которые в сумме представляют вектор тока (рис. 1) [2].

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

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

где $j_{sx}^0 = -\frac{2Il}{\lambda f} \sin(\beta h)$ является выражением плотности тока в центре антенны; 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 в ближней (3) или в дальней зоне (2).

Первый вариант требует использования сигналов во многих пространственных точках вблизи антенны и большого объема вычислительных средств. Второй – сигналы удаленного источника. В качестве опорной фазы использовалась фазовая разность между кополярным и кросспольярным излучением.

На рис. 2, 3 представлено АФР на апертуре антенны для случая с линейной поляризацией [5].

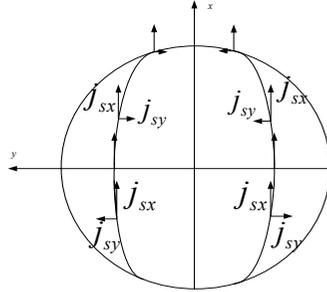


Рис. 1. Распределение тока на апертуре

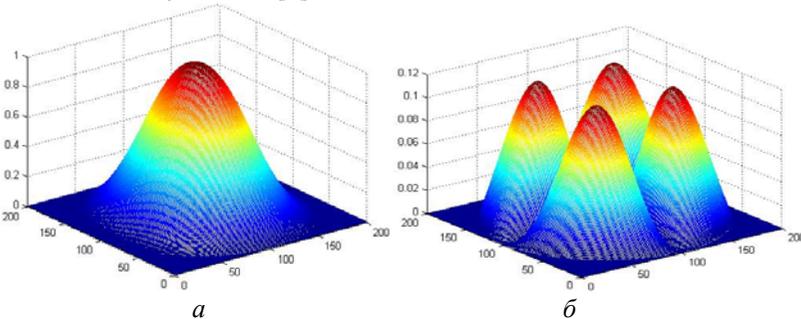


Рис. 2. Амплитудное распределение тока на апертуре: *а* – основная поляризация; *б* – кроссполаризация

На рис. 4 и 5 представлены результаты восстановления фазового распределения на апертуре и формы рефлектора.

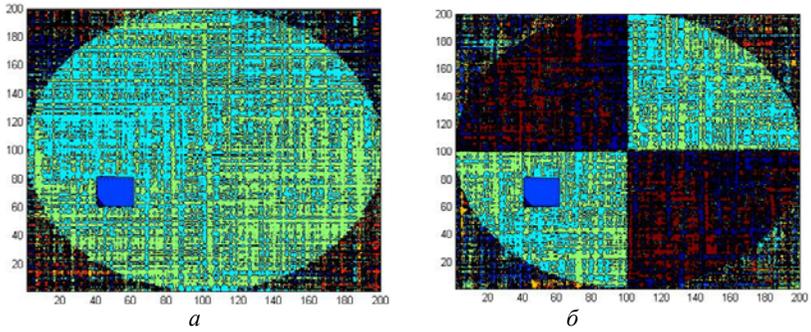


Рис. 3. Фазовое распределение тока на апертуре:
 a – основная поляризация; b – кроссполяризация

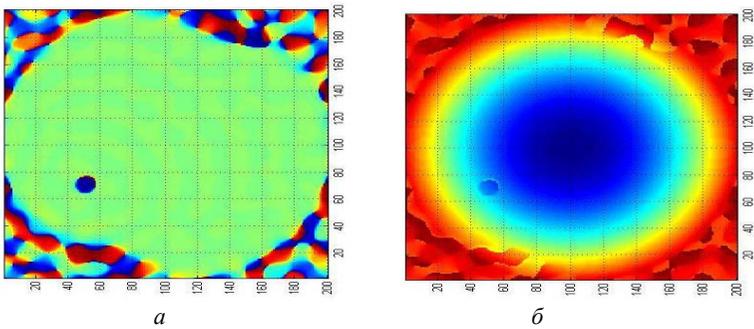


Рис. 4. Восстановленное фазовое распределение на апертуре – a ;
 контур восстановленного рефлектора – b

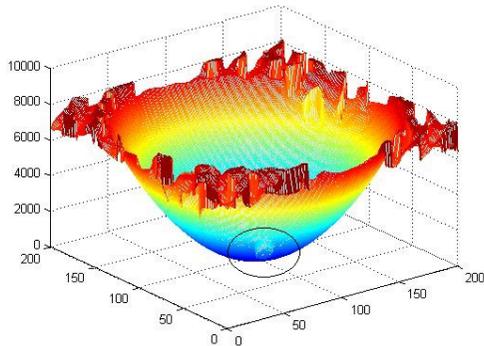


Рис. 5. Восстановленная форма рефлектора БЗА

Таким образом, показано, что возможно восстановление формы профиля рефлектора БЗА по сигналу удаленного источника излучения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бахрах Л.Д., Курочкин А.П. Голография в микроволновой технике. М.: Сов.радио, 1972. 320 с.
2. Айзенберг Г.З., Ямпольский В.Г., Терешин О.Н. Антенны УКВ. М.: Связь, 1977. 268 с.
3. Yahaya Rahmat-Samii. Microwave holography of large reflector antennas simulation algorithms // IEEE Transactions on antennas and propagation. 1985. Vol. Ap-33.
4. 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.
5. Фролов О.П., Вальд В.П. Зеркальные антенны для земных станций спутниковой связи. М.: Горячая линия – Телеком, 2008. 496 с.

ИМИТАТОР НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ СИСТЕМ ГЛОНАСС И GPS

Н.М. Крат, студент каф. РТС

Научный руководитель А.А. Савин, доцент каф. РТС, к.т.н.

г. Томск, ТУСУР, nik54312007@yandex.ru

В настоящее время существует большое количество симуляторов навигационных систем, которые можно использовать для тестирования навигационных приемников. Некоторые строятся на базе векторного генератора сигналов, работающего под управлением программного обеспечения со специальной библиотекой функций. Наиболее оптимальным по критерию «стоимость–функционал» решением является вариант с приобретением универсального векторного генератора сигналов и разработки собственного программного обеспечения имитации необходимых сигналов. Отметим, что для проверки основных технических характеристик радионавигационных приемников достаточно имитации нескольких простых сигналов и режимов работы. В этом случае получается существенная экономия средств, но требуется проверка результатов работы разработанного программного обеспечения, управляющего работой приобретенного генератора. В данной статье рассмотрен вариант имитатора навигационных сигналов СРНС ГЛОНАСС [1] и GPS [2] (частотный диапазон L1, сигнал стандартной точности) реализованный по аналогичному принципу.

Имитатор содержит в своём составе аппаратную и программную составляющие. В качестве аппаратной части использован векторный генератор сигналов Agilent MXG5182B [3]. Программная часть представляет собой код, реализованный в среде MatLAB. Назначение программы сводится к управлению генератором, а именно установке

уровня выходной мощности сигнала, несущей частоты и нагрузке отчетов комплексного сигнала модуляции в память генератора. Взаимодействие генератора и управляющей ЭВМ (УЭВМ) осуществляется по протоколу TCP/IP.

Для калибровки имитатора и проведения эксперимента по расчету статистических характеристик оценок псевдодалности (ПД) использован анализатор навигационных сигналов, выполненный на базе осциллографа Agilent DSO9404A [4]. Для синхронизации измерительной установки использован рубидиевый стандарт частоты Ч1-2010. Схема подключения аппаратуры приведена на рис. 1.

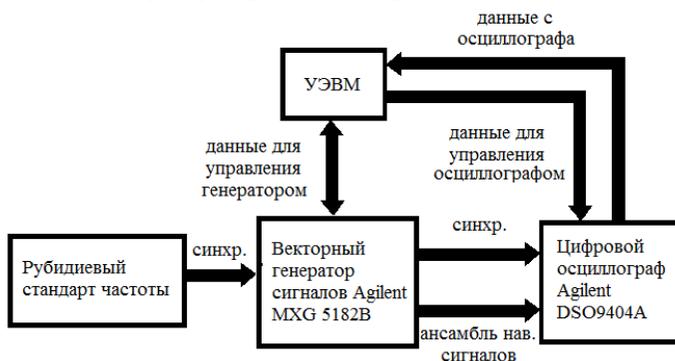


Рис. 1. Схема измерительной установки

Для синхронизации работы векторного генератора и осциллографа используется сигнал частотой 10 МГц с одного из выходов стандарта. Кроме того, сигнал частотой 1 Гц с выхода стандарта используется для запуска триггера осциллографа. УЭВМ используется для управления работой генератора, а также для считывания сигнала осциллографа и его обработки с целью определения времени прихода сигнала.

Рассмотрим результаты экспериментальной оценки зависимости СКО определения ПД от отношения сигнал/шум при формировании имитатором сигналов систем ГЛОНАСС и GPS. Полученные зависимости приведены на рис. 2.

Таким образом, для получения калибровочных поправок при обработке записей навигационных сигналов длительностью 1 мс с точностью не хуже 0,1 м требуется установить мощность на выходе имитатора не менее –30 дБм.

Работа выполнена при поддержке Министерства образования и науки Российской Федерации в соответствии с договором № 02.G25.31.0042 от 12.02.2013 г. в порядке реализации Постановления № 218 Правительства РФ.

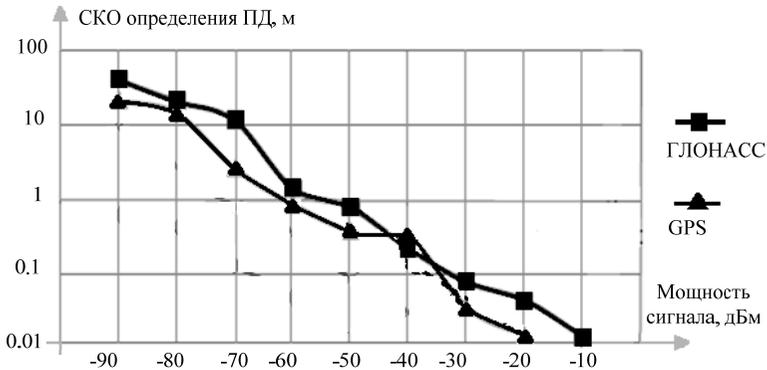


Рис. 2. Зависимость СКО определения ПД от отношения сигнал/шум

ЛИТЕРАТУРА

1. Глобальная навигационная спутниковая система ГЛОНАСС (Интерфейсный контрольный документ, пятая редакция). М.: Координационный научно-информационный центр Российской Федерации, 2008. 74 с.
2. Interface Control Document Global Positioning System (ICD-GPS-200C). Wash., 1997. 160 p.
3. Описание векторного генератора сигналов Agilent MXG5182B [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.home.agilent.com> (свободный).
4. Описание цифрового осциллографа Agilent DSO9404A [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.home.agilent.com> (свободный).

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ АМПЛИТУДНОГО ПЕЛЕНГАТОРА С ПРОСТРАНСТВЕННО- УГЛОВЫМ РАЗНОСОМ АНТЕНН НА НАЗЕМНЫХ ТРАССАХ

*В.В. Шенорилов, студент, А.А. Мецераков, доцент каф. РТС
г. Томск, ТУСУР, rwplab@tusur.ru*

Теоретически в моноимпульсных амплитудных пеленгаторах, построенных по классической схеме, антенны имеют только угловой разнос [1]. Однако при практическом создании обзорных амплитудных моноимпульсных пеленгаторов применяют антенны, имеющие значительные продольные размеры [2]. Их размещение в одной плоскости (горизонтальной) приводит к появлению пространственного разноса апертур.

Целью данного сообщения являются результаты экспериментальной оценки пеленга сканирующего источника излучения, полученные амплитудным пеленгатором с пространственно-угловым разномом антенн на конкретных наземных трассах.

Пеленгатор кроме приемных устройств содержал управляющую ЭВМ типа IBM PC, которая задавала программу работы регистрации и записи данных.

В экспериментах антенна РЛС с диаграммой направленности в горизонтальной плоскости шириной $1,8^\circ$ производила круговое сканирование с периодом 52 с.

Пеленг на ИРИ рассчитывался по пеленгационной характеристике, представляющей собой зависимость разности уровней принимаемого сигнала на выходах приёмных каналов от направления на источник сигнала. Пеленгационные характеристики были получены заранее при калибровке амплитудного пеленгатора по реперной точке.

Пеленгационные характеристики, полученные при калибровке при излучении сигнала вертикальной и горизонтальной поляризации, приведены на рис. 2. А также приведены аппроксимирующие прямые, построенные по методу наименьших квадратов. Далее они использовались при пересчёте разностей уровней сигналов с выходов антенн в пеленг на источник сигнала.

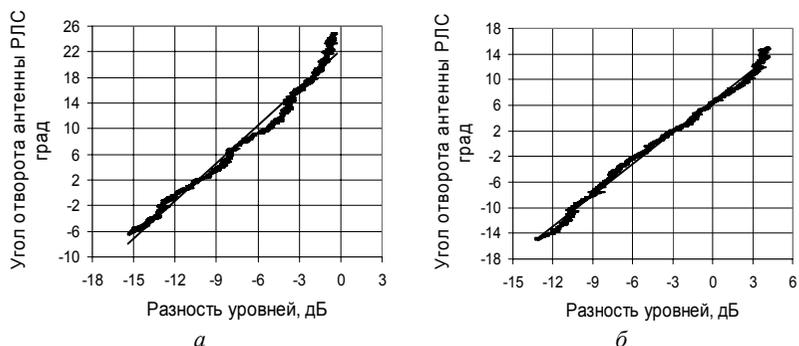


Рис. 2. Пеленгационные характеристики антенной системы амплитудного пеленгатора с согласованных по поляризации выходов, при излучении сигнала: а – горизонтальной и б – вертикальной поляризации на частоте 9200 МГц

На рис. 3 приведен пример результата вычисления среднего уровня сигналов с выходов антенн пеленгатора согласованной поляризации и рассчитанный по ним средний пеленг на трассе протяжённостью 16,7 км при излучении сигнала вертикальной поляризации сканирующей антенны ИРИ по азимуту.

Как видно из приведённых рисунков, кажущиеся диаграммы направленности антенны ИРИ, зафиксированные на приёмных антеннах с пространственно-угловым разносом, хоть и похожи, но не повторяют друг друга. Максимумы и минимумы большей частью смещены

относительно друг друга по углу, минимумы имеют различную глубину, а максимумы – возвышение. Кроме того, наблюдается смещение диаграмм по уровню сигнала. Смещение диаграмм по уровню приводит к систематической погрешности (смещению) пеленга.

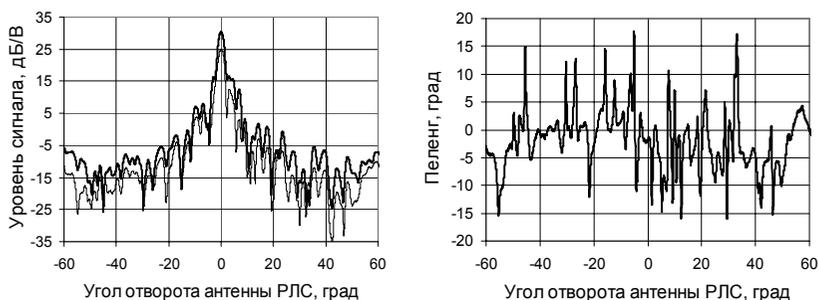


Рис. 3. Средний уровень сигнала и рассчитанный по ним пеленг при излучении сигнала вертикальной поляризации на трассе 16,7 км

Величины систематической погрешности пеленга, рассчитанные для различных секторов угловых положений антенны РЛС относительно направления на пеленгатор, приведены в табл. 1 и 2.

Таблица 1

**Отклонение пеленга и его СКО
при излучении сигнала вертикальной поляризации, град**

Сектор угловых положений	Трасса 1		Трасса 2	
	Отклонение пеленга	СКО пеленга	Отклонение пеленга	СКО пеленга
-1 ÷ 1	-1,92	0,32	-3,08	0,18
-5 ÷ 5	-2,76	4,46	-2,78	0,35
-10 ÷ 10	-1,57	6,21	-2,88	0,76
-60 ÷ 60	-1,93	5,30	0,15	2,07

Таблица 2

**Отклонение пеленга и его СКО
при излучении сигнала горизонтальной поляризации, град**

Сектор угловых положений	Трасса 1		Трасса 2	
	Пеленг	СКО пеленга	Пеленг	СКО пеленга,
-1 ÷ 1	8,28	0,73	11,02	0,99
-5 ÷ 5	9,01	2,67	10,75	1,42
-10 ÷ 10	9,09	2,88	10,96	2,09
-60 ÷ 60	10,31	2,33	9,93	1,89

Из приведённых материалов следует, что при использовании пространственно-углового разнеса антенн для построения амплитудного моноимпульсного логарифмического пеленгатора точность пеленгования существенно зависит от ориентации направленной антенны ИРИ. При пеленговании ИРИ по основному излучению на основной поляризации на открытых трассах трассовая составляющая погрешности составляет приблизительно (1/30–1/40) от ширины диаграммы направленности приёмных антенн. При пеленговании по боковому излучению или на кроссполяризации погрешность может увеличиться в десятки раз.

ЛИТЕРАТУРА

1. Радиотехнические системы / Под ред. Ю.М. Казаринова. М.: Изд. центр «Академия», 2008. 592 с.
2. Айзенберг Г.З. Антенны ультракоротких волн. М.: Связьиздат, 1957. 699 с.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ДВИЖУЩЕЙСЯ ЦЕЛИ ПО ИЗМЕРЕНИЯМ ДОПЛЕРОВСКОЙ ЧАСТОТЫ В ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ

А.В. Силкин, аспирант каф. РТС

*Научный руководитель В.И. Кошелев, профессор каф. РТС, д.т.н.
г. Рязань, РГРТУ, a.v.silkin@ieee.org*

Многопозиционные и, в частности, двухпозиционные радиолокационные системы (РЛС), принцип работы которых основан только на измерении доплеровской частоты отраженного от цели сигнала, имеют ряд преимуществ по сравнению с другими РЛС. Например, отсутствие необходимости в определении направления прихода сигнала. Поэтому интерес к подобным системам продолжает расти [1, 2].

В работе представлен метод, позволяющий определить координаты цели, двигающейся по прямолинейной траектории со скоростью V .

Геометрическая схема двухпозиционной РЛС представлена на рис. 1. Для простоты анализа рассмотрим двумерный случай.

Передатчик (ПРД) излучает непрерывный сигнал, который, отражаясь от цели, принимает приемник (ПРМ1), расположенный в том же месте, что и ПРД, и приемник (ПРМ2), расположенный на известном расстоянии L (база) от ПРД. Считаем, что ПРМ синхронизированы.

Доплеровская частота сигнала в ПРМ1 выражается в виде

$$f_{T/R}(t) = -\frac{2}{\lambda} \frac{d}{dt} R_{T/R}(t), \quad (1)$$

где λ – длина волны.

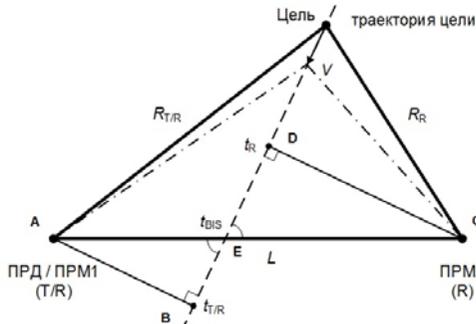


Рис. 1. Геометрическая схема двухпозиционной РЛС

Доплеровская частота сигнала в ПРМ2 выражается в виде

$$f_{BIS}(t) = -\frac{1}{\lambda} \frac{d}{dt} (R_{T/R}(t) + R_R(t)). \quad (2)$$

Интегрирование доплеровской частоты (1) и (2) на интервале наблюдения позволяет оценить расстояние от ПРМ1 и ПРМ2 до цели

$$\begin{cases} R_{T/R}(t) = AE + \frac{\lambda}{2} \int_{t_{BIS}}^t f_{T/R}(t) dt, t \leq t_{BIS}, \\ R_{T/R}(t) = AE - \frac{\lambda}{2} \int_t^{t_{BIS}} f_{T/R}(t) dt, t > t_{BIS}, \end{cases} \quad (3)$$

$$\begin{cases} R_R(t) = CE + \frac{\lambda}{2} \int_{t_{BIS}}^t f_R(t) dt, t \leq t_{BIS}, \\ R_R(t) = CE - \frac{\lambda}{2} \int_t^{t_{BIS}} f_R(t) dt, t > t_{BIS}, \end{cases} \quad (4)$$

где

$$f_R(t) = 2(f_{BIS}(t) - \frac{f_{T/R}(t)}{2}) \quad (5)$$

доплеровская частота принимаемого сигнала, если предположить, что ПРД расположен в том же месте, что и ПРМ2; t_{BIS} – момент времени пересечения целью линии базы (рис. 1).

На начальном участке наблюдения ($t \leq t_{BIS}$) непосредственно получить оценку расстояния (3) и (4) нельзя, так как неизвестны момент времени t_{BIS} и зависимости (1) и (2) на интервале от момента наблюдения до t_{BIS} . Единственным решением в данном случае является экстраполяция зависимостей (1) и (2) и последующего использования в (3)–

(5) экстраполированных зависимостей $\hat{f}_{T/R}(t)$ и $\hat{f}_{BIS}(t)$. Приближенное значение t_{BIS} можно найти из выражения $\hat{f}_{BIS}(\hat{t}_{BIS})=0$ [3].

Значения АЕ и СЕ в (3) и (4) можно найти из подобия треугольников АВЕ и СДЕ (см. рис. 1)

$$m = \frac{AE}{CE} = \frac{BE}{DE} = \frac{V(\hat{t}_{T/R} - \hat{t}_{BIS})}{V(\hat{t}_{BIS} - \hat{t}_R)} = \frac{(\hat{t}_{T/R} - \hat{t}_{BIS})}{(\hat{t}_{BIS} - \hat{t}_R)},$$

$$AE = \frac{m}{1+m}L, CE = \frac{1}{1+m}L, \quad (6)$$

где $\hat{t}_{T/R}$ и \hat{t}_R – значения $\hat{f}_{T/R}(\hat{t}_{T/R})=0$ и $\hat{f}_R(\hat{t}_R)=0$.

Зная L , $R_{T/R}$ и R , а также координаты ПРД/ПРМ1 и ПРМ2, можно легко получить оценку координат цели.

Математическое моделирование рассматриваемого метода, выполнено при следующих значениях: $x_0 = 7$ км, $y_0 = 25$ км, $v_x = -20$ м/с, $v_y = -300$ м/с, $L = 10$ км, $\lambda = 0,3$ м, интервал наблюдений $\Delta t = 1$ с, ошибка измерения частот полагалась равной нулю. Моделирование проводилось при квадратичной ($k = 2$) и кубической ($k = 3$) экстраполяциях по всем измерениям ($n = N$) и фиксированному числу последних измерений частоты Доплера ($n = 10$). Результаты математического моделирования показаны на рис. 2–4.

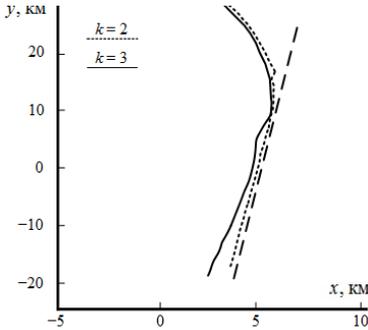


Рис. 2. Траектории движения цели

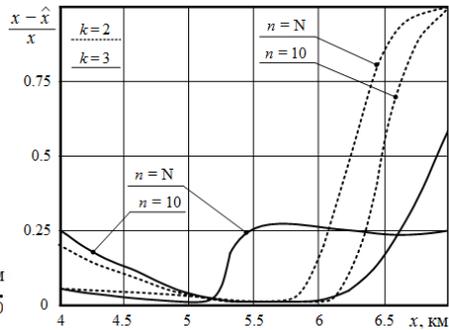


Рис. 3. Ошибка определения координаты x

Полученные результаты показывают, что в двухпозиционной системе определение координат цели может осуществляться только по доплеровской частоте. Однако слабым местом алгоритма является экстраполяция данных, которая приводит к большим ошибкам на начальном участке наблюдения.

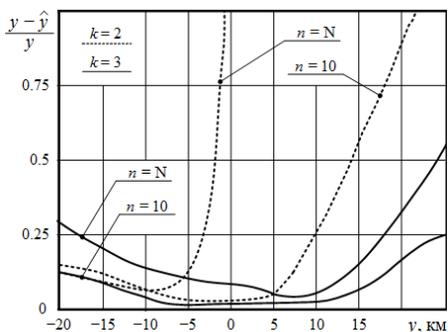


Рис. 4. Ошибка определения координаты y

ЛИТЕРАТУРА

1. Xiao Y.C., Wei P., Yuan T. Observability and Performance Analysis of Bi / Multi-Static Doppler-Only Radar // IEEE Transaction on Aerospace and Electronic System. 2010. Vol. 46. № 4. P. 1654–1667.
2. Ковалев Ф.Н. Определение координат движущихся целей по измерениям доплеровской частоты в радиолокационных системах с обнаружением «на просвет» // Радиотехника и электроника. 2007. Т. 52, № 3. С. 331–339.
3. Бляхман А.Б., Ковалев Ф.Н., Рындык А.Г. Метод определения координат движущихся целей в бистатической РЛС // Радиотехника. 2001. № 1. С. 4–9.

ОЦЕНКА ТРЕБУЕМОЙ МОЩНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ ВЕТРА

В.Э. Суглобов, студент 5-го курса каф. РТС

*Научный руководитель В.А. Филимонов, м.н.с. НИИ РТС ТУСУРа
г. Томск, ТУСУР, jerdesk@mail.ru*

Измерение скорости перемещения воздушных масс играет огромную роль в судоходстве, при создании полетных маршрутов, в метеорологии, для планирования сельского хозяйства и в вооруженных силах. Методы измерения параметров ветра можно разделить на два направления: контактные и дистанционные методы измерения. К контактным относятся анемометрические и зондовые методы, к дистанционным – оптические, радиолокационные, акустические, радиоакустические [1].

В основе дистанционного определения параметров атмосферного ветра лежит применение различного излучения, которое взаимодействует с переносимыми воздушным потоком неоднородностями. Эффектом, характеризующим взаимодействие излучения с подвижной сре-

дой, является эффект Доплера, который заключается в смещении частоты отраженного от подвижного объекта. Эффект Доплера описывается выражением

$$\Delta f = \frac{2 \cdot V}{\lambda}, \quad (1)$$

где V – скорость движения объекта; λ – длина волны падающего излучения.

Ниже приведено уравнение метеорологической радиолокации, описывающее мощность сигнала на входе приемника станции [2]:

$$P_{\text{пр}} = K_2 \cdot \frac{P_t \cdot A_p^2 \cdot \sigma}{4\pi\lambda^2 L^4} \cdot K_3 \cdot K_1 \cdot \rho^2, \quad (2)$$

где P_t и $P_{\text{пр}}$ – мощности излученного сигнала и принятого сигналов [Вт]; A_p – площадь апертуры антенны [м²]; L – расстояние от радиолокатора до метеобъекта [м]; K_3 – фактор, учитывающий заполнение луча рассеивателями; K_2 – влияние не учитываемых теорией факторов; ρ – пропускание атмосферы на трассе распространения; K_1 – некоторый коэффициент, учитывающий параметры цели; σ – эффективная поверхность рассеяния [м²].

Чтобы описать отражающие характеристики метеобъекта величиной удельного поперечника рассеяния (радиолокационная отражаемостью единицы объема) $\eta = \frac{\sigma}{V}$, где η – удельный поперечник рассеяния [м⁻¹], V – рассеивающий объем, м [2].

В таблице представлен расчет зависимости принимаемой мощности от высоты типовых облаков с учетом радиолокационной отражаемости для каждого вида облаков.

Зависимость $P_{\text{пр.мин}}$, Вт от η , 1/м для высоты 5000 м

Виды облаков	Радиолокационная отражаемость η , м	Минимальная принимаемая мощность $P_{\text{пр.мин}}$, Вт	Типовая высота облаков h , м
1	2	3	4
Градвые облака многоячейковые	0,064	$2,414 \cdot 10^{-8}$	400–2000
Кучево-дождевые облака	$6,4 \cdot 10^{-4}$	$2,414 \cdot 10^{-9}$	300–1200
Слоисто-дождевые	$6,4 \cdot 10^{-6}$	$2,414 \cdot 10^{-10}$	100–1000

Продолжение таблицы

1	2	3	4
Кучевые мощные	$6,4 \cdot 10^{-7}$	$2,414 \cdot 10^{-11}$	800–3000
Орографическое	$6,4 \cdot 10^{-8}$	$2,414 \cdot 10^{-12}$	100–1000
Слоистые облака	$6,4 \cdot 10^{-9}$	$2,414 \cdot 10^{-13}$	500–2500
Кучевые средние	$6,4 \cdot 10^{-10}$	$2,414 \cdot 10^{-14}$	800–1500
Кучевые плоские	$6,4 \cdot 10^{-11}$	$2,414 \cdot 10^{-15}$	100–1000

Для радиолокационной станции измерения скорости ветра предлагается структура, представленная на рис. 1.

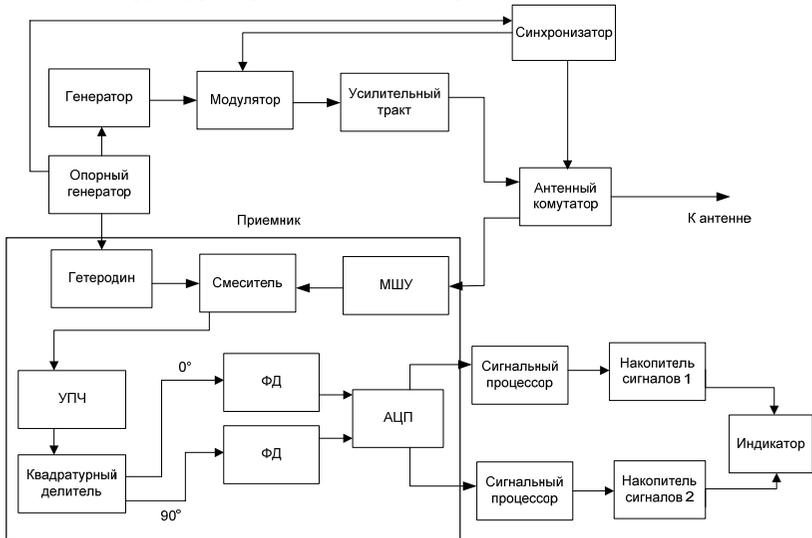


Рис. 1. Структурная схема локатора

Используются и другие величины, которые являются эквивалентными характеристиками «множественной» цели. К ним относятся радиолокационная отражаемость Z , $\text{мм}^6/\text{м}^3$, для гидрометеоров, а для «чистой» атмосферы – величина турбулизованности C_n^2 , $\text{м}^{-2/3}$ [2].

Если рассеяние происходит на флуктуациях показателя преломления воздуха n , обусловленных изотропной турбулентностью, то связь между η и C_n^2 описывается соотношением (4):

$$\eta = 0,038 \cdot C_n^2 \cdot \lambda^{\frac{1}{3}}, \text{ м}^{-1}, \quad (4)$$

где λ – длина волны, на которой ведется зондирование, м.

При проведенных расчетах требуемой мощности излучения анализе различных условий состояния атмосферы было установлено, что для получения данных о движении скорости движения типовых облаков со всеми требованиями точности на высоте до 5 км требуемая мощность передатчика должна быть не менее 100 Вт.

ЛИТЕРАТУРА

1. Говорушко С.М. Влияние природных процессов на человеческую деятельность / Дальневосточное отделение РАН, Тихоокеанский институт географии. Владивосток, 1999. 143 с.
2. Кононов М.А. Малогабаритная доплеровская РЛС, обеспечивающая ветровое зондирование пограничного слоя атмосферы: дис. ... канд. техн. наук [Электронный ресурс]. 61 10-5/2273. 178 с.
3. Bradley James Lindseth. A 449 MHz modulator wind profiler radar system. Washington University in St. Louis, 2002. 134 с.
4. Татарский В.И. Распространение радиоволн в атмосфере. М.: Наука, 1976. 448 с.

СРАВНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТА УРОВНЯ СИГНАЛА МЕТОДОМ ЧИСЛЕННОГО РЕШЕНИЯ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ С ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫМИ ДАННЫМИ

Ф.Н. Захаров, аспирант каф. РТС

г. Томск, TVCVP, fzakharov89@gmail.com

Одним из основных способов расчета поля СВЧ-радиоволн, учитывающим неоднородности среды распространения, является метод численного решения параболического уравнения (ПУ) [1]. Это уравнение является линейным неоднородным дифференциальным уравнением в частных производных второго порядка и относится к классу параболических уравнений. В работах М.А. Леонтовича и В.А. Фока ещё в 40-е годы прошлого столетия было показано, что задачу о РРВ над сферической полупроводящей поверхностью можно решить сравнительно простым методом ПУ. Существующие аналитические методы решения ПУ работают в частных предположениях, ограниченных определенными классами подстилающих поверхностей и неоднородностей среды распространения. Поэтому с быстрым совершенствованием ЭВМ главная роль перешла к численным методам.

Основной идеей численных методов является переход от непрерывных функций к сеточным [1]. При этом неизбежна методическая погрешность расчетов, какой бы разрядностью ни обладал вычислительный процессор. Эта погрешность тем меньше, чем меньше наибольший объем ячейки расчетной сетки при условии, что разрядность

процессора достаточно велика. При этом возрастает объем вычислений. В каждом случае необходимо индивидуально оценивать число операций и ошибку рассматриваемого численного метода при определенной разрядности процессора.

Исходными экспериментальными данными для проведения проверки численного метода решения ПУ являлись результаты измерений уровня сигнала радиолокационной станцией (РЛС) П-37 на трассе Охотского моря, расположенной между островами Сахалин и Итуруп, общей протяженностью 495 км. РЛС располагалась на борту научно-исследовательского судна «Ак. Ширшов». Измерения проводились в сентябре 1987 г. В ходе рейса на Охотском полигоне были получены пять разрезов множителя ослабления (сеансы 50–54). Измерения уровня сигнала проводились непрерывно и усреднялись за двадцатиминутный промежуток времени, что соответствовало пройденному пути в 10 км. Длительность одного сеанса измерений составляла 14 часов.

Кроме измерения мощности радиосигнала проводились аэрологические измерения параметров атмосферы. Метеорологические параметры (давление, температура и влажность воздуха) определялись четыре раза в сутки на высотах от 10 м до 10 км. Измерения проводились с помощью стандартной аппаратуры с метеодатчиками финского производства, расположенной на борту судна. По измеренным параметрам атмосферы были построены высотные профили модифицированного индекса преломления (М-профили), представленные на рис. 1.

Высотные профили индекса преломления рассчитывались с использованием кубической интерполяции измеренных значений (функция `interp1` в MATLAB). Промежуточные значения М-профиля по дальности получались с использованием линейной интерполяции (функция `griddata`).

Численное решение ПУ проводилось при следующих исходных данных: частота сигнала 3 ГГц, поляризация сигнала горизонтальная, высота приёмной и передающей антенн 15 м, ширина ДН передающей антенны 2°, область расчёта ограничивалась высотой 5,9 км, максимальный угол в спектре плоских волн 8°, размеры шага расчётной сетки по горизонтали 35,7 м, по вертикали – 0,36 м. Для учёта комплексной диэлектрической проницаемости морской воды использовалось смешанное преобразование Фурье [1]. Для устранения ложных отражений от искусственной верхней границы области расчёта использовался искусственный поглощающий слой [2, 3], занимающий 25% ширины области расчёта.

На рис. 2 представлены расчетные графики дистанционной зависимости множителя ослабления (усреднённые на участке 10 км) и экспериментальные результаты.

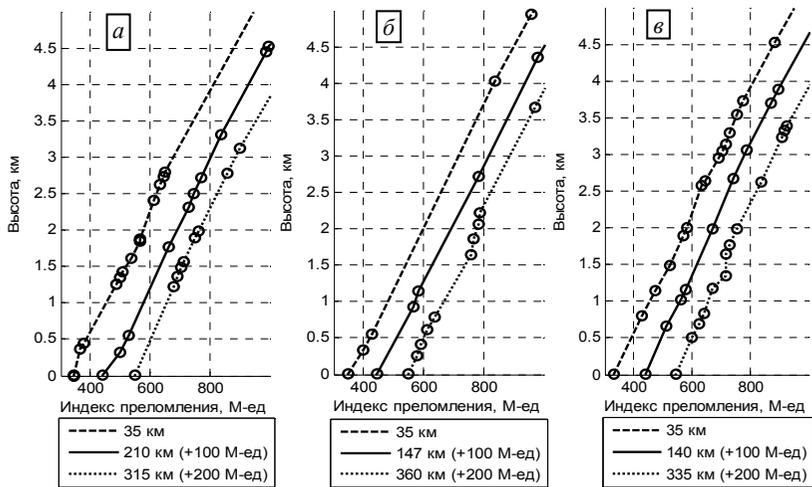


Рис. 1. М-профили для трех точек трассы движения судна:
a – сеанс 51; *б* – сеанс 52; *в* – сеанс 54

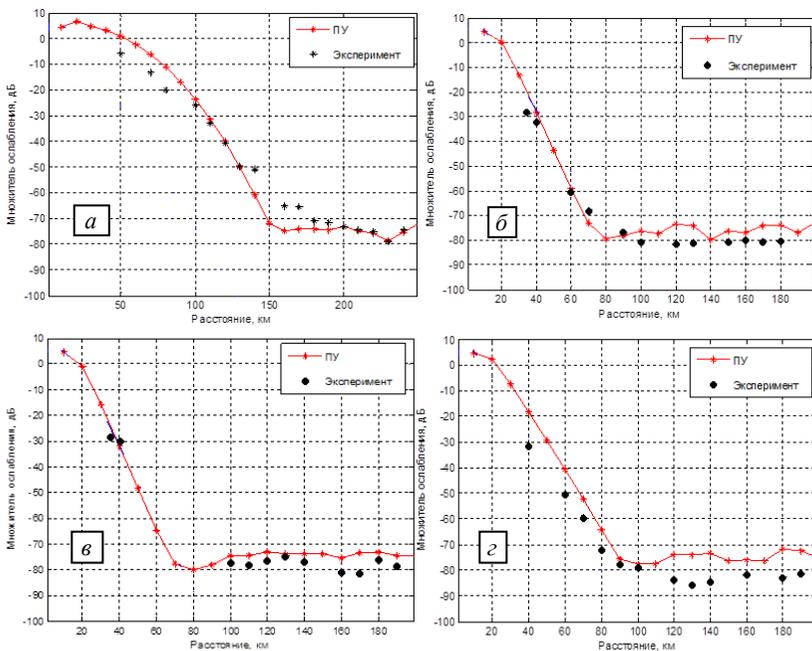


Рис. 2. Сравнение экспериментальных данных с расчетными:
a – сеанс 51; *б* – сеанс 52; *в* – сеанс 53; *г* – сеанс 54

Как видно из рис. 2, в дифракционной зоне (40–80 км от передатчика) наблюдается достаточно хорошее совпадение результатов численного расчета с экспериментом. На участках трассы 100–200 км значения расчетной функции ослабления выше экспериментальных значений на 5–10 дБ. Это результат наличия невыявленных тропосферных неоднородностей в ходе аэрологического зондирования и волнения морской поверхности, которое не учитывалось при численном моделировании. Анализируя результаты сравнения, можно сделать вывод о том, что для достижения максимальной точности решения ПУ необходимо кроме уменьшения величины шагов расчётной сетки повышать точность определения индекса преломления в каждом узле сетки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Levy M. Parabolic equation methods for electromagnetic wave propagation. London: The IEE, 2000. 336 p.
2. Акулиничев Ю.П. Влияние поглощающего слоя на численное решение параболического уравнения / Ю.П. Акулиничев, П.В. Абрамов, И.Н. Ваулин // Доклады ТУСУРа. 2007. № 2 (16). С. 139–145.
3. Захаров Ф.Н. Оптимизация формы поглощающего слоя при численном решении параболического уравнения / Ф.Н. Захаров, В.С. Беликов, А.А. Васильев // Матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. Томск: В-Спектр, 2011. Ч. 1. С. 57–59.

СЕКЦИЯ 2

ЗАЩИЩЕННЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

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

IP АТС НА БАЗЕ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ASTERISK

*А.А. Артеменко, студент 5-го курса,
Ю.И. Бауров, студент 4-го курса каф. РТС*

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

Целью данной статьи является проектирование АТС на основе протокола IP на базе операционной системы FreeBSD и программного обеспечения Asterisk. Под IP-телефонией подразумевается набор коммуникационных протоколов, технологий и методов, обеспечивающих традиционные для телефонии набор номера, звонок и двустороннее голосовое общение, а также видео по сети Интернет или любым другим IP-сетям. Организация сети телефонной связи сводится к таким вопросам, как обеспечение качества услуг, предоставляемых абонентам, а также защищенность конфиденциальной информации, которая может передаваться по речевым каналам. Для того чтобы начать проектирование такой системы, необходимо разработать ее структуру, зафиксировать основные функции, определить актуальные угрозы [1].

Как и любая мини-АТС, наша система коммутирует телефонные каналы внутренних абонентов во внешнюю телефонную сеть. В качестве интерфейса подключения к IP PBX внутренних абонентов используется Ethernet интерфейс сервера, в составе которого мы будем реализовывать решение. А внешним каналом может служить обычный Интернет-канал, с той лишь оговоркой, что он должен быть достаточного для прохождения всех пакетов выбранного протокола VoIP качества и гарантировать минимальность задержки при передаче пакетов. Функциональная схема АТС представлена на рис. 1 [2].

Все эти требования способна обеспечить система, основанная на ОС FreeBSD и ПО Asterisk, так как она достаточно гибкая в настройке и имеет широкий функциональный потенциал.

Поскольку требования, предъявляемые Asterisk к производительности, главным образом, обусловлены большим объемом производимых математических вычислений, естественным будет выбор процессора с мощным FPU. Выведем рекомендуемые технические характеристики сервера в табл. 1.

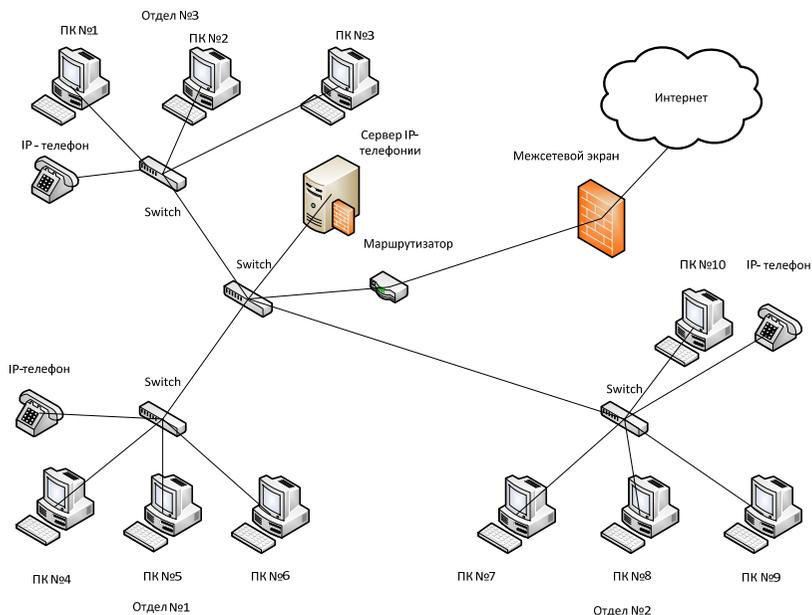


Рис. 1. Функциональная схема IP АТС

Таблица 1

Рекомендации по выбору технических характеристик системы

Назначение	Количество каналов	Рекомендуемые параметры
Любительская система	Не более 5	400 МГц ×86, 256 Мб оперативной памяти
SOHO-система (малый офис)	От 5 до 10	1 ГГц ×86, 512 Мб оперативной памяти
Малая бизнес-система	До 25	3 ГГц ×86, 1 Гб оперативной памяти

Asterisk поддерживает протоколы: SIP, IAX2, H.323, MGCP, Skinny/SCCP, Google Talk, Skype, Jabber(XMPP). Передача факсов T.38 и аудиокодеки представлены в табл. 2.

Задержка создает неудобство при ведении диалога, приводит к перекрытию разговоров и возникновению эхо.

Таблица 2

Аудиокодеки, поддерживаемые в Asterisk

Название	Скорость передачи, Кбит/с
G.711	64
G.726	16, 24, 32 или 40
G.729A	8
GSM	13
iLBC	13,3 (кадры по 30 мс) или 15,2 (кадры по 20 мс)
Speex	Переменная между 2,15 и 22,4
G.723.1	6,4 Кбит/с (кадр имеет размер 189 битов, дополненных до 24 байтов) и 5,3 Кбит/с (кадр имеет размер 158 битов, дополненных до 20 байтов). Режим работы может меняться динамически от кадра к кадру

Время задержки при передаче речевого сигнала можно отнести к одному из трех уровней:

- первый уровень до 200 мс – отличное качество связи. Для сравнения, в телефонной сети общего пользования допустимы задержки до 150–200 мс;
- второй уровень до 400 мс – считается хорошим качеством связи;
- третий уровень до 700 мс – считается приемлемым качеством связи для ведения недельных переговоров. Такое качество связи возможно также при передаче пакетов по спутниковой связи.

Качество Интернет-телефонии попадает под 2–3-й уровни, провайдеры IP-телефонии, работающие по выделенным каналам, попадают под 1–2-й уровни. Также необходимо учитывать задержки при кодировании/декодировании голосового сигнала. Средние суммарные задержки при использовании IP-телефонии обычно находятся в пределах 150–250 мс [3].

ЛИТЕРАТУРА

1. IP-телефония [Электронный ресурс]. URL: <http://ru.wikipedia.org/wiki/IP-телефония>.
2. Офисная АТС на Asterisk малой кровью, или Бюджетный способ получить мини-АТС с функциями серьезной станции [Электронный ресурс]. URL: <http://www.lanbilling.ru/asterisk>
3. Росляков А.В., Самсонов М.Ю., Шибяева И.В. IP-телефония. М.: Экотрендз, 2003. 250 с.

УЧЕБНЫЙ ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ И ВИЗУАЛИЗАЦИИ СИСТЕМЫ РАДИОДОСТУПА НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ LTE

А.В. Батищев, студент 5-го курса,

Е.Ю. Барков, студент 4-го курса каф. РТС

Научный руководитель А.М. Голиков, доцент каф. РТС

г. Томск, ТУСУР, evgenbarkov@yandex.ru

Long Term Evolution (LTE) – проект разработки консорциумом 3GPP стандарта усовершенствования технологий мобильной передачи данных CDMA, UMTS. Эти усовершенствования могут, например, повысить скорость, эффективность передачи данных, снизить издержки, расширить и улучшить уже оказываемые услуги, а также интегрироваться с уже существующими протоколами. Скорость передачи данных по стандарту 3GPP LTE в теории достигает 326,4 Мбит/с на приём и 172,8 Мбит/с на отдачу; в стандарте же установлены 173 Мбит/с на приём и 58 Мбит/с на отдачу.

Очевидно, что использование многопозиционных методов модуляции требует каналов с высоким уровнем отношения сигнал/шум. Ухудшение условий радиовидимости приведет к снижению порядка модуляции, а соответственно, и к уменьшению скорости передачи данных.

Поэтому направление исследования влияния условий на распространение сигналов является одним из наиболее важных и необходимых для дальнейшего повышения качества и развития сетей LTE.

В статье решается задача создать программный радиокomплекс позволяющий исследовать и визуализировать влияние окружающих условий и, в частности, отношения сигнал/шум на величину битовой вероятности ошибки, по которой можно судить о качестве сетей.

В этом комплексе пользователю будет представлена возможность самостоятельно задать значения частоты, задержки, расстояние между базовой и мобильной станцией и угол между ними а также вид физического канала.

Можно будет выбрать один из трех применяющихся в сетях LTE видов модуляции: QPSK, QAM-16 или QAM-64.

И самое главное – пользователь сможет воспользоваться готовыми, разработанными европейскими и западными специалистами наиболее распространенными сценариями каналов, список которых представлен в таблице.

В конечном итоге разрабатываемый учебный программный комплекс необходимо систематизировать и учесть все введенные пользователем входные данные, отработать запрограммированные сценарии,

дать теоретическую и реальную оценку результатам исследования и визуализировать их. Пример таких результатов представлен на рис. 1.

Наиболее распространенные сценарии каналов

Сценарий	Описание	Вид пространства	Перемещение км/ч	Частота, ГГц	Примечание
A1	Закрытое помещение	Откр./Закр.	0–5	2–6	
A2	В помещении и на улице	Закр.	0–5	2–6	Приёмник внутри, датчик снаружи
B1	Типичные городские микросоты	Откр./Закр.	0–70	2–6	
B2	Плохие городские микросоты	Закр.	0–70	2–6	Как B1 + длинные задержки
B3	Большое закрытое помещение	Откр./Закр.	0–5	2–6	
B4	Открытое пространство. Микросоты.	Закр.	0–5	2–6	
B5a	Открытое пространство. Стационарные передатчики крыша– крыша	Откр.	0	2–6	
B5b	Открытое пространство. Стационарный передатчик уровень улицы– улица	Откр.	0	2–6	
B5c	Открытое пространство. Стационарный передатчик крыша–уровень улицы	Откр.	0	2–6	Расширенный B1
C1	Пригород	Откр./Закр.	0–120	2–6	
C2	Типичные городские макросоты	Откр./Закр.	0–120	2–6	
C3	Плохие городские макросоты	Закр.	0–70	2–6	Как C2 + длинные задержки
C4	Открытое и закрытое пространство. Макросоты	Откр./Закр.	0–5	2–6	Для открытого, как C2. Закрытого – A1
D1	Сельские макросоты	Откр./Закр.	0–200	2–6	

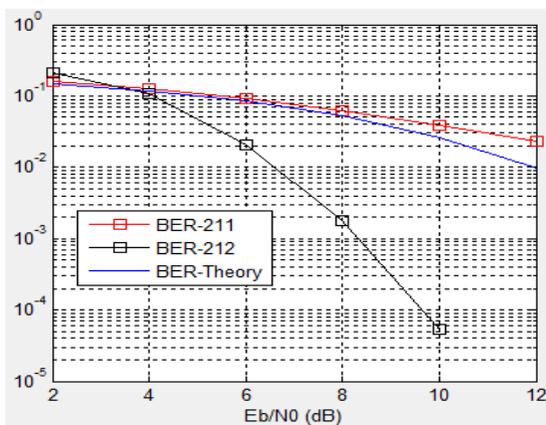


Рис. 1. График зависимости битовой вероятности ошибки от отношения сигнал/шум

ЛИТЕРАТУРА

1. LTE Release 9 Technology Introduction (White paper) / M. Kottkamp, A. Rössler, J. Schlien, J. Schütz. Rohde & Schwarz, December 2011.
2. Positioning Methods in LTE / Advanced Communications Engineering: 3GPP Long-Term Evolution (LTE).
3. LTE – the UMTS long term evolution : from theory to practice / Stefania Sesia, Issam Toufik, Matthew Baker. 2nd ed., 2011.
4. Location Services in LTE Networks (White paper) / MultiService Forum, April 2010.

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ МОРСКОГО РАДИОЛОКАТОРА НА ФОНЕ ВЗВОЛНОВАННОЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

Д.В. Ерофеев, студент 4-го курса каф. РТС

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

Проект посвящен разработке системы цифровой обработки сигналов морского радиолокатора на фоне взволнованной морской поверхности с использованием вейвлет-фрактальной фильтрации. Цель работы – исследовать методы цифровой обработки сигналов, разработать алгоритм обработки сигнала морской РЛС в виде изображений с помощью вейвлет-фрактальной фильтрации. Данный алгоритм должен с высокой точностью обеспечивать снижение уровня шума и волн в сиг-

нале, представленном в виде изображения. Исходные данные представляют собой сигнал от морской РЛС, записанный в бинарном виде; программы для тестового просмотра сигнала от РЛС; программы, имитирующие отображение на индикаторе РЛС [1].

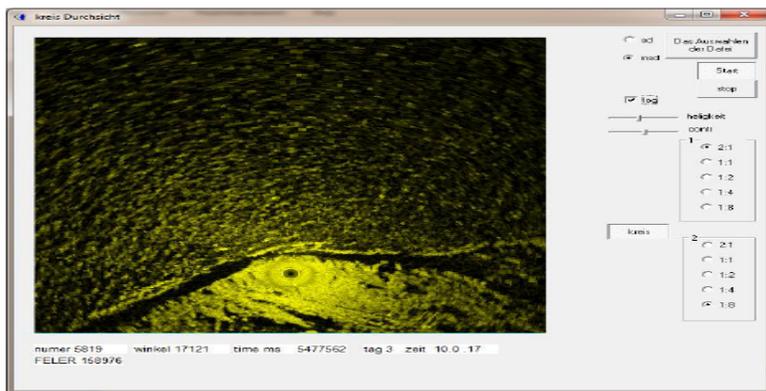


Рис. 1. Изображение сигнала локатора после вейвлет-фильтрации

Преимущество вейвлет-преобразования состоит в том, что оно покрывает фазовую плоскость ячейками одинаковой площади, но разной формы. Это позволяет локализовать низкочастотные детали функции в частотной области (преобладающие гармоники), а высокочастотные – в пространственной (резкие скачки, пики и т.п.). Более того, вейвлет-анализ позволяет исследовать поведение фрактальных функций, т.е. не имеющих производных ни в одной своей точке.

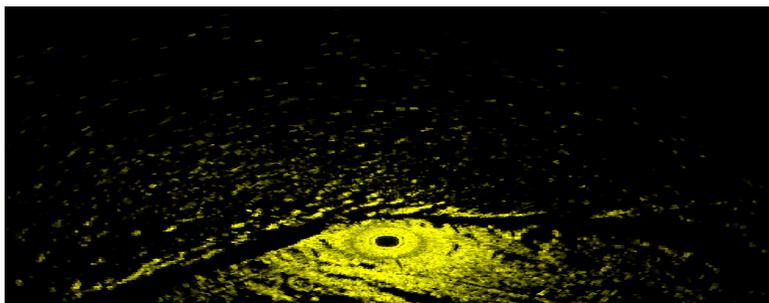


Рис. 2. Выделение контура берега с помощью вейвлета Хаара

Применяя разные вейвлеты к данному изображению, мы можем очистить его от шумов. Так же в приведенной гистограммной эквализации мы можем увидеть, что количество шумов уменьшилось.

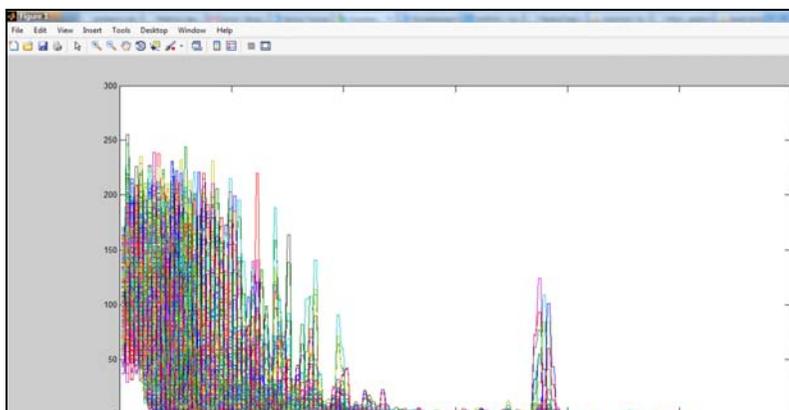


Рис. 3. Графическое отображение изображения после фильтрации функцией «haar»

Используя вейвлет-преобразование для изображения, можно добиться уменьшения шумов. С помощью фрактального преобразования можно произвести сжатие этого изображения.

Для обработки изображения используем программу ImageJ [2]. ImageJ – это программа с открытым исходным кодом для анализа и обработки изображений.

Суть фильтрации изображения с помощью вейвлет преобразования сводится к декомпозиции изображения и последующей реконструкции этого изображения. Проведя вначале анализ изображения и выявив детали этого изображения, с помощью определенной команды (decomposition) произвели декомпозицию изображения, далее с помощью команды (reconstruction) произвели реконструкцию изображения. В результате изображение после вейвлет-фильтрации получилось более детальным и количество шумов уменьшилось.

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

ЛИТЕРАТУРА

1. Уэлстид С. Фракталы и вейвлеты для сжатия изображений в действии: учеб. пособие. М: Техносфера, 2003. 320 с.
2. Held S., Storath M., Massopust P., and Forster B. Steerable wavelet frames based on the Riesz transform // IEEE Transactions on Image Processing. 2010. Vol. 19, Is. 3. P. 653–667.

ДЕМОНСТРАЦИОННЫЙ МОДУЛЬ «КОДЕР КОДА ХЕММИНГА»

*М.А. Колединцева, студентка 2-го курса каф. РТС
Научный руководитель А.С. Бернгардт, доцент каф. РТС, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, marinkoled@yandex.ru, asbern48@mail.ru*

В каналах передачи информации возможны помехи, вследствие которых возникают ошибки. Для их обнаружения и (или) исправления используют помехоустойчивые коды. С целью наглядного представления идеи помехоустойчивого кодирования разработан демонстрационный модуль кодера и декодера кода Хемминга. Коды Хемминга – это оптимальные линейные блочные коды позволяющие обнаруживать двукратные и исправлять однократные ошибки.

Построение кодов Хемминга основано на многократных проверках на четность.

Рассмотрим систематический код Хемминга (7,4). Структурная схема кодера этого кода изображена на рис. 1 [1].

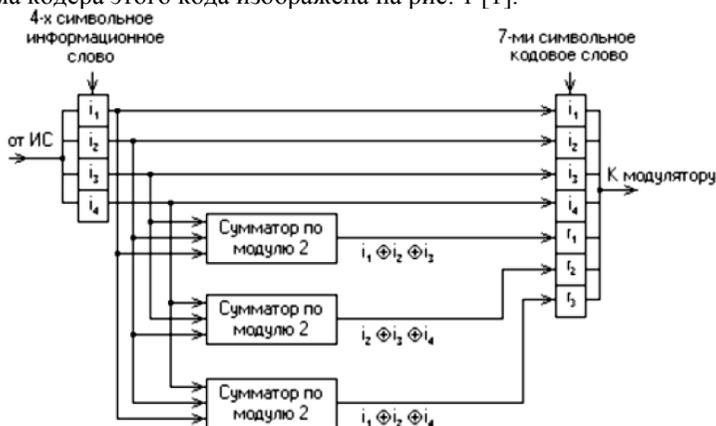


Рис. 1. Структурная схема кодера Хемминга (7,4)

Формируются проверочные символы, которые дописываются в конец слова. В приемнике кодовое слово с возможными ошибками поступает в декодер (рис. 2). В результате многократных проверок на четность вычисляется синдром (1). Синдром (0,0,0) указывает на отсутствие в последовательности обнаруживаемых ошибок. Каждому ненулевому синдрому соответствует определенная позиция однократной ошибки. Вычисление положения ошибки по синдрому происходит в цифровом корректоре ошибок. Функцию цифрового корректора ошибок выполняет дешифратор, на входы которого подается синдром,

а с выходов снимается вектор ошибок. При введении более одной ошибки происходят неверное определение синдрома и неправильное декодирование. [2]

$$S = (s1, s2, s3),$$

$$\begin{cases} s1 = r1 + i1 + i2 + i3, \\ s2 = r2 + i2 + i3 + i4, \\ s3 = r3 + i1 + i2 + i4. \end{cases} \quad (1)$$

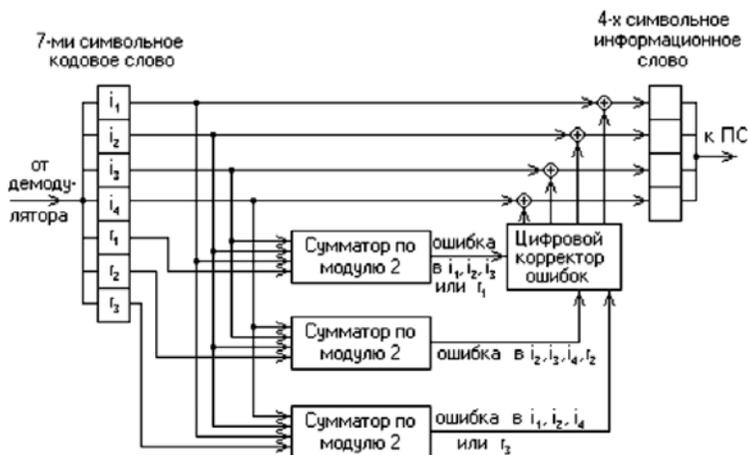


Рис. 2. Структурная схема декодера Хемминга

В среде Simulink MatLab реализован демонстрационный модуль линейного блочного кода Хемминга. Реально используют циклические линейные блочные коды [3].

Циклическим кодом называется линейный блочный (n,k)-код. Основным свойством циклических кодов является делимость без остатка разрешенных кодовых комбинаций на полином, называемый производящим. Это свойство используют при построении кодеров и декодеров циклических кодов [4].

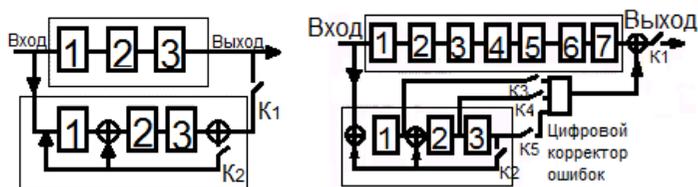


Рис. 3. Структурные схемы кодера и декодера (соответственно) циклического кода

В схеме кодера первые 3 такта K1 замкнуты, а K2 разомкнут, и на выход подается остаток от деления предыдущей пачки импульсов. За это время происходит заполнение регистров информационными импульсами. Далее ключ K2 замыкают (K1 – размыкают), и в течение 4-х тактов происходит деление, а на выход поступают 4 информационных символа. В течение 3 следующих тактов (K1 – замкнут, K2 – разомкнут) на выход подается остаток от деления принятой последовательности на полином $g(x)$ и т.д. Таким образом, со сдвигом на 3 такта формируется 7 импульсов, 4 из которых – информационные, 3 – остаток от деления, т. е. эти 7 бит являются кодовым словом и могут быть разделены без остатка на $g(x)$.

Так как мы не можем судить о правильности принятой последовательности до того момента пока не примем все 7 бит, то задерживаем входной сигнал на эти 7 бит. В схеме декодера первые 4 такта (ключ K1 – замкнут) на выход подаются 4 первых бита предыдущей пачки импульсов, сложенные с вектором ошибок с дешифратора (вектор ошибок также предыдущей последовательности). Схема деления выполняет те же действия, что и в кодере. На 7-м бите в регистрах задержки записывается остаток деления, в этот момент времени содержимое регистров подается на дешифратор ошибки (на 1 бит замыкаются ключи K3–K5), и в течение последующих 4 бит с него поступает вектор ошибок.

Для сокращения количества элементов было принято решение изменить схему цифрового корректора ошибок: он выдает оценку вектора ошибок не за 4 бита последовательно, а за один параллельно. С целью, разгрузки схемы декодера часть линии задержки была перенесена в цифровой корректор ошибок.

В соответствии с рассмотренным алгоритмом в среде Simulink MatLab собран демонстрационный модуль, позволяющий наглядно продемонстрировать процесс формирования и декодирования циклического кода Хемминга.

ЛИТЕРАТУРА

1. Код_Хемминга [Электронный ресурс]. <http://ru.wikipedia.org/wiki/>
2. Акулиничев Ю.П. Теория электрической связи: учеб. пособие. Томск: ТУСУР, 2007. 214 с.
3. Дьяконов В.П. MATLAB 6/6.1/6.5 + Simulink4/5. Основы применения. Полное руководство пользователя. М.: СОЛОН-Пресс, 2002. 768 с.
4. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. 2-е изд., испр. / Пер. с англ. М.: Изд. дом «Вильямс», 2003. 1104 с.

СЛОЖНЫЕ СИГНАЛЫ НА БАЗЕ КВАЗИОРТОГОНАЛЬНЫХ КОДОВ

Р.С. Кумарбаев, студент 4-го курса каф. РТС

г. Томск, ТУСУР, roman_zveruga@mail.ru

Цель создания лабораторной работы, в которой коротко и ясно было бы изложена реализация M -последовательности в Matlab, а именно генератор самой M -последовательности, ее автокорреляционной функции (АКФ.)

Псевдослучайный код на самом деле не является случайным, это детерминированный периодический сигнал, известный как приёмнику, так и передатчику. Псевдослучайным он называется потому, что имеет все статистические свойства белого шума и для постороннего пользователя является абсолютно случайным.

M -последовательность – это псевдослучайная последовательность максимальной длины.

Такая последовательность обладает следующими свойствами:

1) M -последовательности являются периодическими с периодом $N = 2^n - 1$ символов, где n – произвольное целое положительное число;

2) количество символов, принимающих значение единица, на длине одного периода M -последовательности равно 2^{n-1} , что на единицу больше, чем количество символов, принимающих значение ноль;

3) любые комбинации символов длины n на длине одного периода M -последовательности за исключением комбинации из n нулей встречаются не более одного раза, комбинация из n нулей является запрещенной, на ее основе может генерироваться последовательность только из одних нулей;

4) сумма по любой M -последовательности с ее произвольным циклическим сдвигом также является M -последовательностью;

Формируется M -последовательность с помощью линейных переключаемых схем на основе сдвиговых регистров.

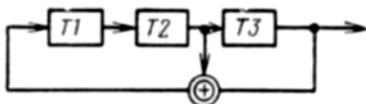


Рис. 1. Генератор M -последовательности с $N = 7$

Автокорреляционная функция (АКФ) – статистическая взаимосвязь между последовательностями величин одного ряда, взятыми со сдвигом.

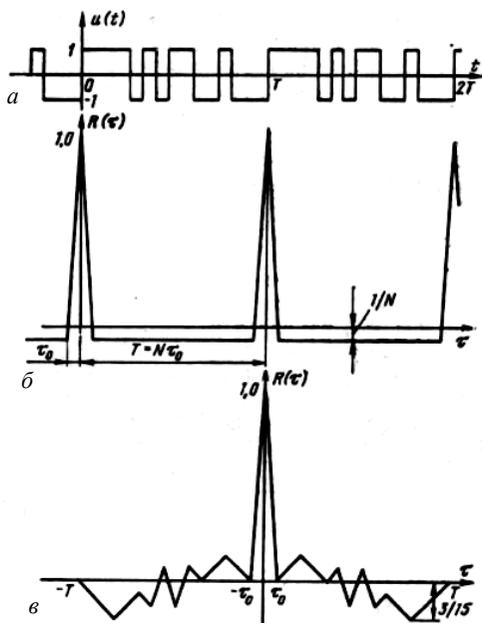


Рис. 2. Автокорреляционная функция M -последовательности:
 а – M -последовательность с $N = 15$; б – периодическая АКФ
 M -последовательности; в – аperiodическая АКФ M -последовательности

В ходе данной работы планируется создание лабораторной работы, в которой коротко и ясно было бы изложена реализация M -последовательности в Matlab, а именно генератор самой M -последовательности, ее автокорреляционной функции (АКФ) и взаимно корреляционной функции (ВКФ). Она будет легка в освоении и доступна, т.к. создается студентом для студентов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Варакин Л.Е. Системы связи с шумоподобными сигналами. М.: Радио и связь, 1985. 84 с.
2. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. 488 с.
3. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: учеб. пособие. М.: Эко-Трендз, 2005. 392 с.

ТЕХНОЛОГИИ МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА НА БАЗЕ OFDM-МОДУЛЯЦИИ

М.Г. Лыгденов, студент 4-го курса каф. РТС

г. Томск, ТУСУР, estro2012@yandex.ru

Целью данной работы является разработка и исследование алгоритмов, на базе которых возможно создание лабораторной работы.

Технология ортогонального частотного разделения с мультиплексированием (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) в настоящее время является одной из наиболее перспективных для построения широкополосных систем цифровой радиосвязи по многолучевым каналам. В частности, эта технология OFDM находит применение в широкополосных цифровых системах передачи данных подвижным абонентам, высокоскоростных цифровых линиях передачи со скоростями от 1,6 до 100 Мбит/с и более, в цифровом радиовещании и телевидении [1].

При OFDM высокоскоростной поток данных разбивается на большое число низкоскоростных потоков, каждый из которых передается в своем частотном канале (на своей поднесущей частоте). Поэтому в частотных каналах длительность канальных символов оказывается достаточно большой, значительно превышающей время расширения задержки сигнала в канале. Следовательно, межсимвольная интерференция (МСИ) в каждом частотном канале поражает лишь незначительную часть канального символа. Её можно исключить из последующей обработки в приемнике за счет введения временного защитного интервала между соседними канальными символами [2].

Высокая спектральная эффективность обеспечивается достаточно близким расположением частот соседних поднесущих колебаний, которые генерируются совместно так, чтобы сигналы всех поднесущих были ортогональны. Это достигается благодаря использованию дискретного преобразования Фурье (ДПФ), которое может быть эффективно выполнено с применением алгоритмов быстрого преобразования Фурье (БПФ) [2].

При цифровой передаче можно использовать перекрывающиеся частотные каналы, если в каждом из них длительность элементарного символа равна T . В этом случае на интервале T укладывается целое число периодов каждой используемой поднесущей, т.е. $f_k = k/T$. На рис. 1 представлены графики спектров одного радиоимпульса с прямоугольной огибающей и поднесущей в виде гармонического колебания с частотой f_0 и одного OFDM-символа, содержащего аналогичные

радиоимпульсы на нескольких поднесущих, отстоящих друг от друга на интервалы, кратные $\Delta f = 1/T$.

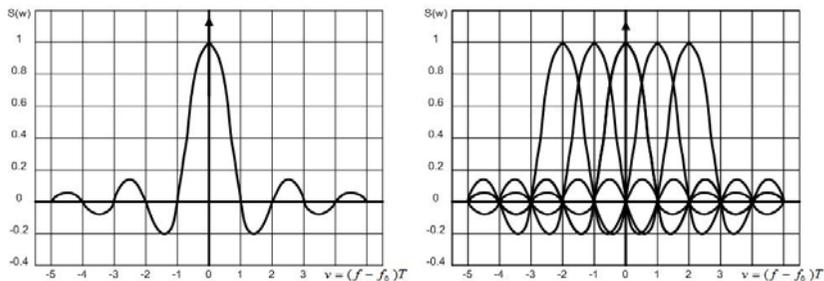


Рис. 1. Спектральная плотность одного элементарного символа и одного OFDM-символа

Достоинства OFDM-модуляции:

1. Низкая символьная скорость, поэтому возможно использование защитного интервала между символами. Это позволяет справляться с временным рассеянием и устранять межсимвольные искажения.

2. Способна бороться с узкополосными помехами и частотно-избирательным затуханием, вызванным многолучевым характером распространения, без использования сложных фильтров-эквалайзеров.

3. Сильное перекрытие спектров соседних поднесущих, что позволяет уменьшить в два раза значение частотного разноса и во столько же раз увеличить спектральную эффективность (бит/с)/Гц.

4. Возможность адаптации скорости в каждом подканале к условиям распространения путем изменения вида модуляции.

Недостатки OFDM-модуляции:

1) высокая чувствительность к смещению частоты и флюктуациям фазы принимаемого сигнала относительно опорного гармонического колебания приемника;

2) относительно высокое значение отношения пиковой мощности радиосигнала к ее среднему значению, что заметно снижает энергетическую эффективность радиопередатчиков.

При построении OFDM-системы необходимо выбирать численные значения следующих параметров:

- число поднесущих гармонических колебаний;
- частотный интервал между соседними поднесущими или длительность OFDM-символа;
- защитный интервал времени между соседними OFDM-символами;
- способ модуляции поднесущего колебания;
- методы помехоустойчивого кодирования.

Значения перечисленных параметров определяются требованиями к системе.

OFDM-сигнал представляет собой сумму поднесущих гармонических колебаний, каждая из которых модулируется своим подпотоком передаваемых бит с использованием ФМ или квадратурной амплитудной модуляции (КАМ).

Для того чтобы практически полностью устранить межсимвольную интерференцию между соседними OFDM-символами, вводится защитный временной интервал T_g . Он мог бы не содержать совсем значений сигнала. Однако в этом случае на интервале обработки, равном длительности символа, не будет укладываться целое число периодов поднесущей, что приведет к межсимвольной интерференции [2].

Чтобы устранить нарушение ортогональности из-за многолучевости, каждое поднесущее колебание циклически продолжается на защитный интервал (рис. 2). В этом случае даже задержка второго луча на некоторое время T не приведет к нарушению ортогональности между поднесущей N_1 первого луча и поднесущей N_3 второго, поскольку на любом интервале времени длительностью T всегда будет укладываться целое число периодов каждой поднесущей независимо от положения этого интервала [2].

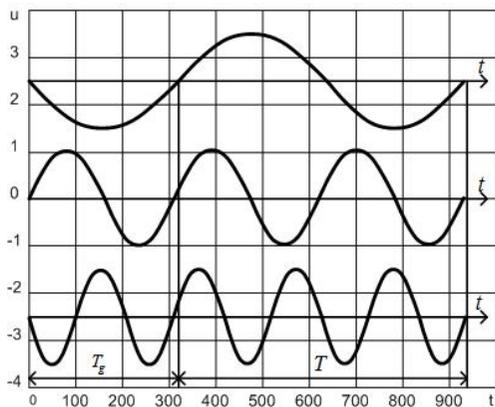


Рис. 2. Циклический префикс на каждой из поднесущих

В заключение добавлю, что в рамках группового проектирования была произведена программная реализация GUI приложения в среде MatLab. В данной программе можно увидеть, как изменяется спектр сигнала при изменении количества поднесущих. В будущем предстоит предусмотреть возможность изменения не только количества поднесущих OFDM-сигнала, но и вид модуляции и сделать более удобный интерфейс.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ипатов В. Широкополосные системы и кодовое разделение сигналов. Принципы и приложения. М.: Техносфера, 2007. 488 с.
2. Волков Л.Н., Немировский М.С., Шинаков Ю.С. Системы цифровой радиосвязи: базовые методы и характеристики: учеб. пособие. М.: Эко-Трендз, 2005. 392 с.

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ОБЪЕКТОВ ПО СИГНАЛАМ КАМЕР ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ НА БАЗЕ LABVIEW

Е.С. Паскаль, студентка 4-го курса,

Н.Ю. Верецагин, М.Н. Жохова, студенты 3-го курса каф. РТС
Научный руководитель А.М. Голиков, доцент каф. РТС, к.т.н., с.н.с.
г. Томск, ТУСУР, gol@rts.tusur.ru

Вычитание фона – это наиболее широко распространенный в настоящее время подход к обнаружению движущихся объектов в видеоизображениях, полученных с помощью стационарной телекамеры. Суть таких методов заключается в попиксельном сравнении текущего кадра с шаблонным, который обычно называют моделью фона. Как правило, эта модель, представляющая собой описание сцены без движущихся объектов, должна регулярно обновляться, чтобы отражать изменения освещенности и геометрических параметров.

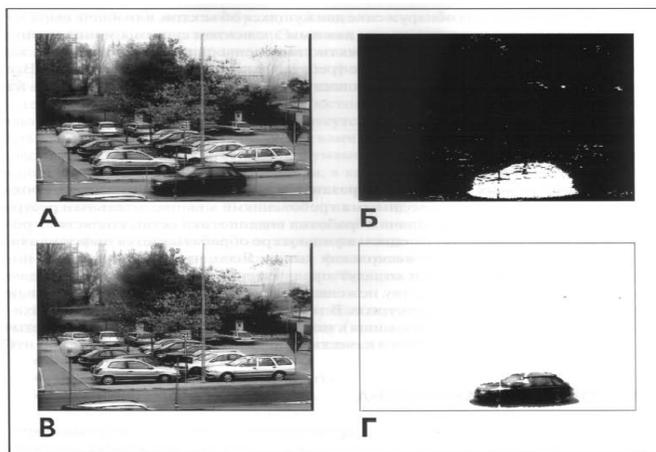


Рис. 1. Пример обработки изображения с помощью метода вычитания фона.

А – исходное изображение; Б – двоичная маска;
В – модель фона; Г – выделенный передний план

Описание системы. Разработанный программный комплекс представляет собой средство обработки видеоизображений, полученных с камеры видеонаблюдения. Данный комплекс способен как помогать оператору вести наблюдение за территорией, так и вести запись с обработкой видеоматериала для дальнейшего ее использования. Система обладает гибкой системой подстройки под окружающие условия, что позволяет не только обеспечивать своевременное обнаружение движущихся объектов, но и настраивать ее чувствительность, что может как позволить отфильтровать обнаружение автомобилей, людей, мелких животных, так и нивелировать влияние погодных условий или освещенности.

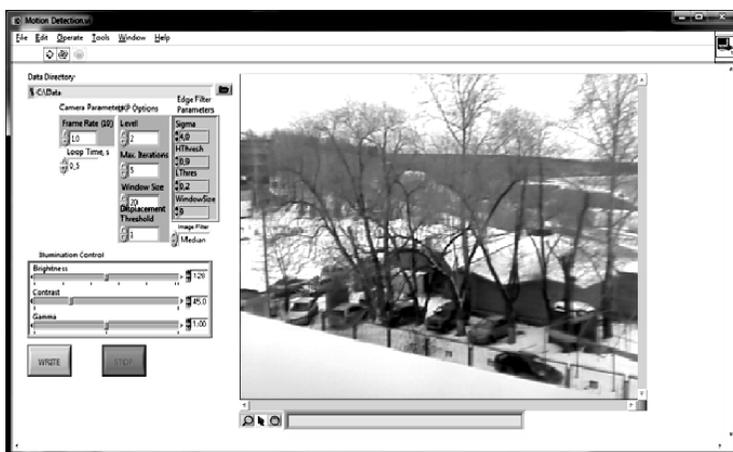


Рис. 2. Лицевая панель программного комплекса

Экспериментальная часть

Оборудование

Для проведения эксперимента использовались:

- видекамера SE-220C B37;
- TV-тюнер AVerMedia AVerTV Studio 307;
- разработанный программный комплекс.

Ход эксперимента

Для проведения эксперимента на подоконнике аудитории была установлена камера. Далее производилась съемка парковки и прилегающей территории. Видео, поступившее с указанной камеры, подавалось через TV-тюнер в разработанную программу. После настройки параметров обработки видеоизображения была произведена запись ролика длиной 20 с.



Рис. 3. Первое обнаружение объекта
(автомобиль только показался за деревьями)



Рис. 4. Полный «захват» объекта

Анализ полученных данных. В результате перехода к черно-белому изображению и под влиянием погодных и климатических условий (заснеженная местность, серый (в реальном видео) проезжающий автомобиль, пасмурная погода) изображение получилось слабо-контрастным, а искомый объект (автомобиль) практически сливался с фоном.

ЛИТЕРАТУРА

1. Визильтер Ю., Желтов С., Князь В. и др. Обработка и анализ цифровых изображений с примерами на LabVIEW IMAQ Vision, 2008.

2. Лукьяница А., Шишкин А. Цифровая обработка видеоизображений. М.: Изд-во «Ай-Эс-Эс Пресс», 2009. 511 с.

3. CANNY J. A Computational Approach to Edge Detection [Электронный ресурс]. Режим доступа к ресурсу: http://perso.limsi.fr/vezien/PAPIERS_ACS/canny1986.pdf

СИСТЕМА ОБРАБОТКИ ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЙ НА БАЗЕ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ СХЕМ МНОГОЯДЕРНЫХ ВИДЕОПРОЦЕССОРОВ И НЕЙРОСЕТЕВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ

А.А. Пискунов, студент 4-го курса,

А.С. Кирпичников, студент 3-го курса каф. РТС

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

Выполнен обзор нейросетевых методов, используемых при распознавании изображений. Нейросетевые методы – это методы, базирующиеся на применении различных типов нейронных сетей (НС). Основные направления применения различных НС для распознавания образов и изображений:

- Применение для извлечения ключевых характеристик или признаков заданных образов.
- Классификация самих образов или уже извлечённых из них характеристик (в первом случае извлечение ключевых характеристик происходит неявно внутри сети).
- Решение оптимизационных задач.

Архитектура искусственных НС имеет некоторое сходство с естественными нейронными сетями. НС, предназначенные для решения различных задач, могут существенно различаться алгоритмами функционирования, но их главные свойства [1, 2] лучше, чем у решающих деревьев, т.е. могут успешно распространять опыт, полученный на конечном обучающем наборе, на всё множество образов.

Опишем применение НС для распознавания изображений, отмечая возможности применения для распознавания человека по изображению лица.

Многослойная нейронная сеть (МНС) также используется для непосредственной классификации изображений – на вход подаётся или само изображение в каком-либо виде, или набор ранее извлечённых ключевых характеристик изображения, на выходе нейрон с максимальной активностью указывает принадлежность к распознанному классу). Если эта активность ниже некоторого порога, то считается, что поданный образ не относится ни к одному из известных классов.

Процесс обучения устанавливает соответствие подаваемых на вход образов с принадлежностью к определённому классу. Это называется обучением с учителем. В применении к распознаванию человека по изображению лица такой подход хорош для задач контроля доступа небольшой группы лиц. Такой подход обеспечивает непосредственное сравнение сетью самих образов, но с увеличением числа классов время обучения и работы сети возрастает экспоненциально. Поэтому для таких задач, как поиск похожего человека в большой базе данных, требует извлечения компактного набора ключевых характеристик, на основе которых можно производить поиск. Применялась однослойная НС, основанная на многозначных нейронах. Отмечено 100% распознавание на базе данных MIT, но при этом осуществлялось распознавание среди изображений, которым сеть была обучена.

Нейронные сети высокого порядка (НСВП) отличаются от МНС тем, что у них только один слой, но на входы нейронов поступают также термы высокого порядка, являющиеся произведением двух или более компонент входного вектора. Такие сети также могут формировать сложные разделяющие поверхности. Показано применение НСВП строго третьего порядка для распознавания изображений лиц, имеющих произвольные масштабы и двумерные повороты. Приведены методы обучения таких сетей. Особенность такой сети заключается в том, что для обучения некоторому классу достаточно предъявить его образ без вариаций масштабов и поворотов – после обучения сеть будет распознавать известные классы инвариантно к масштабу и поворотам. Такая сеть не является полносвязной, быстро обучается и работает. Отмечено существенное повышение точности классификации такой сетью повернутых и масштабированных изображений по сравнению с МНС [3].

Рассмотренные нейросетевые методы обеспечивают быстрое и надёжное распознавание изображений. Однако при применении этих методов к изображениям трёхмерных объектов возникают трудности, связанные с пространственными поворотами и изменением условий освещённости.



Рис. 1. С точки зрения классифицирующей системы (в) больше похоже на (б), чем на (а)

Дан обзор различных нейросетевых методов распознавания изображений. Рассмотрены достоинства и недостатки этих методов при распознавании двумерных и трёхмерных объектов. Указаны проблемы при распознавании трёхмерных объектов. Выделены перспективные направления в распознавании трёхмерных объектов. Отмечены возможности применения нейросетевых методов для задачи распознавания человека по изображению лица.

ЛИТЕРАТУРА

1. Головкин В.А. Нейроинтеллект: теория и применения. Кн. 1. Организация и обучение нейронных сетей с прямыми и обратными связями. Брест: БПИ, 1999. 260 с.
2. Головкин В.А. Нейроинтеллект: теория и применения. Кн. 2. Самоорганизация, отказоустойчивость и применение нейронных сетей. Брест: БПИ, 1999. 228 с.
3. Уоссермен Ф. Нейрокомпьютерная техника: теория и практика. М., 1992. 184 с.

УЧЕБНЫЙ АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ И ВИЗУАЛИЗАЦИИ МЕТОДОВ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В МОБИЛЬНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ, НА БАЗЕ MATLAB

П.А. Полянских, студент 4-го курса каф. РТС

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

В современных системах связи используются алгоритмы избыточного кодирования. В системе может быть использован один или несколько алгоритмов. Так, например, в стандарте спутниковой связи DBV-S (Digital Video Broadcasting) используется связка из двух алгоритмов – БЧХ и LDPC. У каждого алгоритма существуют математические алгоритмы, описывающие поведение алгоритма. Для того чтобы получить информацию о качестве работы алгоритма, удобно применять модель алгоритма, в результате работы которой можно наглядно получить качественные характеристики, выраженные в виде чисел и графиков. Тут следует сразу отметить, что будет являться качеством работы алгоритма. В системах связи принято, что качественной характеристикой является значение отношения сигнал/шум по заданному уровню ошибок. Обычно этот уровень задается равным 10^{-6} . Это число говорит о том, что на миллион переданных символов допускается

1 ошибочная интерпретация. Для создания комплекса будет использован программный пакет Matlab версии 2006b и выше.

Для моделирования выбран данный стандарт как наиболее развитый и самый «молодой» из существующих. Хотя использование слова «молодой» в отношении связки БЧХ+LDPC не совсем корректно, так как алгоритмы LDPC (низкоплотностные коды) были предложены еще в 60-х годах XX в. в работах Галлагера (R.G. Gallager), но из-за вычислительных сложностей на стадии декодирования эти коды начали применяться только в ростом вычислительных способностей ПК в середине 90-х [1].

Код Боуза–Чоудхури–Хоквингема (БЧХ) относится к циклическим помехоустойчивым кодам. Циклические коды широко применяются при построении устройств вычислительной техники и вычислительных сетей. Определим некоторые понятия, встречающиеся при использовании циклических кодов. Теоретически БЧХ-коды могут исправлять произвольное количество ошибок, однако с ростом кратности ошибки значительно возрастает длина кода, что неизбежно ведет к уменьшению скорости передачи и усложнению приемно-передающей аппаратуры.

Безусловно, для создания модели кода можно использовать алгоритм, написанный самостоятельно, выполняя простые математические шаги. Однако особой пользы переписывание формул для требуемой задачи не принесет (при желании это можно сделать учащемуся дополнительно), поэтому будем использовать встроенные функции программного пакета. Использование внутренних функций не только упрощает ввод в модель необходимых переменных, но и уменьшает время на выполнение задачи.

LDPC (low-density parity check) код с малой плотностью проверок на чётность (LDPC-код от англ. Low-density parity-check code, LDPC-code, низкоплотностный код) – используемый в передаче информации код, частный случай блочного линейного кода с проверкой чётности. Особенностью является малая плотность значимых элементов проверочной матрицы, за счёт чего достигается относительная простота реализации средств кодирования. Также называют кодом Галлагера, по имени автора первой работы на тему LDPC-кодов. Лучшие результаты по исправлению ошибок показывают случайные коды, однако структурированные коды позволяют использовать методы оптимизации процедур хранения, кодирования и декодирования, а также получать коды с более предсказуемыми характеристиками.

Программная реализация кода. По причине, описанной выше, для реализации модели будут использованы также встроенные функции программного пакета, однако в дальнейшем при желании учащегося

или в качестве дополнительного задания все функции могут быть расписаны в качестве простых функций, которые позволят пошагово проходить все стадии работы модели, что позволит глубже изучить данную тематику. Также возможно, создание симуляции в среде Matlab Simulink.

В первых двух частях работы были рассмотрены отдельные части общего целого – модели стандарта связи DVB-S. После получения характеристик обоих составляющих кода следует операция состыковки двух кодов. Использование такого каскада кодов позволит улучшить характеристики каждого кода. Как и в случае с симуляцией отдельного кода, соединенные коды можно моделировать несколькими путями. В зависимости от уровня подготовки и знания учащегося можно выполнить задание несколькими путями [1–4].

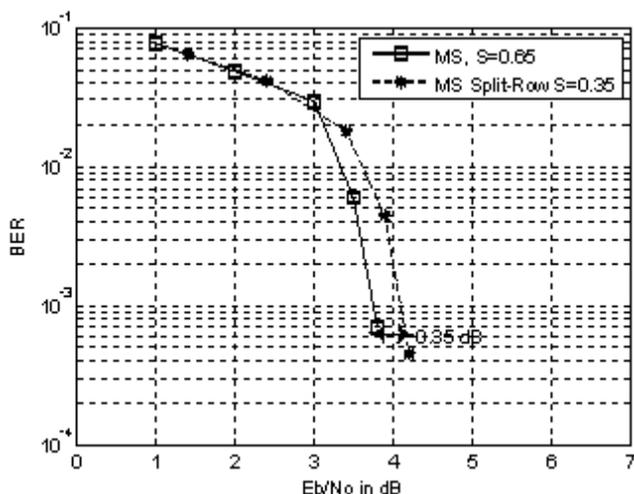


Рис. 1. Характеристика LDPC-кода

Результатом данной работы будет являться программный комплекс, который можно будет использовать в учебных целях. Помимо этого, учащийся получит базовые знания о построении системы радиосвязи и навыки работы в мощном математическом программном обеспечении. Навыки, полученные в ходе данной работы, учащийся сможет применить и в других сферах деятельности, т.к. использование модельного исследования возможно для любого явления в окружающем мире.

На рис. 1 и 2 представлены примеры испытаний, которые позволят производить учебный аппаратно-программный комплекс.

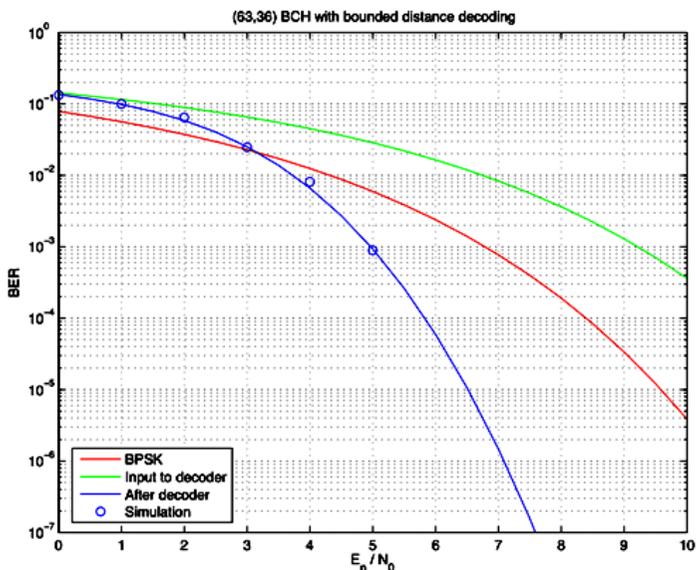


Рис. 2. Характеристика кода БЧХ (63,36)

ЛИТЕРАТУРА

1. Морелос-Сарагоса Р. Искусство помехоустойчивого кодирования. Методы, алгоритмы, применение / Пер. с англ. В.Б. Афанасьева. М.: Техносфера, 2006. 320 с.
2. <http://www.inference.phy.cam.ac.uk/mackay/gallager/papers/>
3. <http://sigpromu.org/sarah/SJohnsonLDPCintro.pdf>
4. <http://www.rle.mit.edu/rgallager/documents/ldpc.pdf>

ОБРАБОТКА ЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ НА БАЗЕ МАТЛАВ

А.С. Подопригора, студент 5-го курса,

А.А. Сазонов, студент 4-го курса каф. РТС

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

г. Томск, ТУСУР, gol@rts.tusur.ru

Современные цифровые системы передачи информации предоставляют разнообразные по функциональному содержанию услуги. В связи с их активным развитием в последнее время актуален вопрос разработки алгоритмов обработки сигналов в системах связи, основанных на современных вычислительных методах. Одним из таких является вейвлет-анализ сигналов.

Цель работы – проектирование и испытание учебного программного комплекса для исследования звуковых сигналов с использованием вейвлет-преобразований на базе программного обеспечения MATLAB.

В настоящее время вейвлет-анализ является одним из наиболее мощных средств исследования данных. Помимо возможностей сжатия и фильтрации данных, анализ в базисе вейвлет-функций позволяет решать задачи идентификации, моделирования, аппроксимации стационарных и нестационарных процессов. Отметим, что в основе подобных возможностей, обеспечивающих вейвлет-анализу весьма перспективное будущее, лежит природа его многомасштабности. Иначе говоря, гармонический анализ отдыхает там, где работает анализ вейвлет [1].

Для подтверждения теоретической информации приведем пример эффективной работы вейвлет-преобразований. Ниже приведены результаты подавления шума в модельном ступенчатом сигнале на основе вейвлет-преобразования, сплайн-методов и метода Фурье.

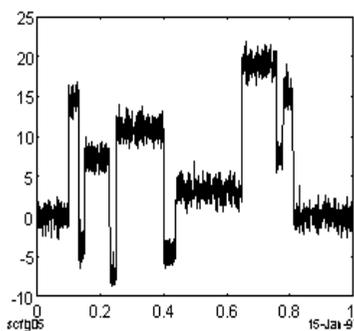


Рис. 1. Зашумленный сигнал

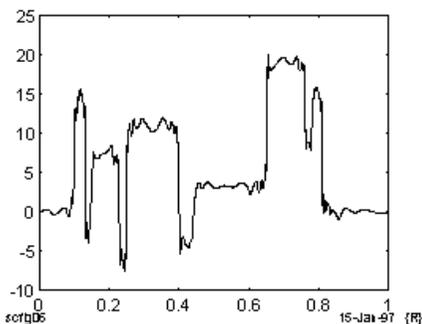


Рис. 2. Сигнал при W-преобразовании

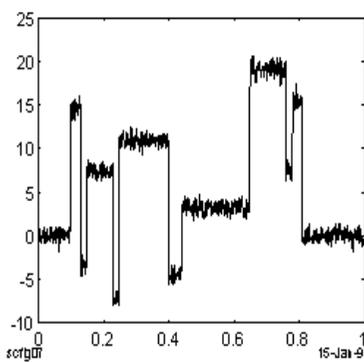


Рис. 3. Сплайн-сглаживание

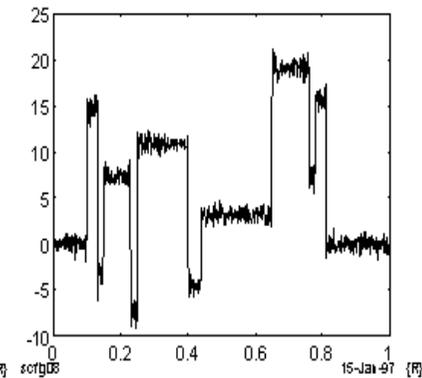


Рис. 4. Сигнал при методе Фурье

Видно, что с использованием вейвлет-преобразования достигается более глубокое подавление шума при сохранении структуры сигнала [2]. Разработка программного комплекса будет состоять в первоначальном представлении структурной схемы, она приведена на рис. 5.



Рис. 5. Структурная схема разрабатываемого комплекса

Дальнейшим этапом станет написание текста программы, разработка интерфейса и создание методики для проведения исследований.

ЛИТЕРАТУРА

1. WaveletToolbox – Обработка сигналов и изображений [Электронный ресурс]. URL: <http://matlab.exponenta.ru/wavelet/> (дата обращения: 26.02.2014).
2. Егорова Е.В. Современные направления развития вейвлет-анализа // Тр. 58-й науч.-техн. конф. МИРЭА. М., 2009.

УЧЕБНЫЙ АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ МНОГОУРОВНЕВЫХ МЕТОДОВ МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ НА БАЗЕ ПО LABVIEW 2010

А.В. Плучевский, студент 5-го курса,

А.В. Танасейчук, студент 4-го курса каф. РТС

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

г. Томск, ТУСУР, gol@rts.tusur.ru

Работа посвящена созданию программного комплекса для исследования многоуровневых методов модуляции с помощью ПО

LABVIEW 2010. Этот комплекс позволит проводить исследования при разных параметрах системы модуляции, внесенного шума, используемой фильтрации или отношения сигнал/шум как на передатчике, так и на приемнике, выяснить пришел сигнал с ошибками или нет и какая вероятность этих ошибок.

Существуют различные виды модуляции, каждая используется для конкретной цели и обеспечивает определенный приоритет по каким-то параметрам и обеспечивает необходимые условия передачи сигнала.

Частотная манипуляция (FSK) – значениям «0» и «1» информационной последовательности соответствуют определённые частоты синусоидального сигнала при неизменной амплитуде. Частотная манипуляция весьма помехоустойчива, поскольку помехи телефонного канала искажают в основном амплитуду, а не частоту сигнала. Однако при частотной манипуляции неэкономно расходуется ресурс полосы частот телефонного канала. Поэтому этот вид модуляции применяется в низкоскоростных протоколах, позволяющих осуществлять связь по каналам с низким отношением сигнал/шум.

Существует также подвид этой модуляции GFSK. Принцип работы модулятора GFSK похож на FSK, за исключением того, что сначала полоса импульсов (-1, 1) проходит через фильтр Гаусса для сглаживания, что обеспечивает уменьшение ширины его спектра, а уже после попадает в FSK. Фильтрация Гаусса – один из самых распространенных способов уменьшения ширины спектра.

Гауссовская манипуляция с минимальным частотным сдвигом (GMSK) – перед модуляцией последовательность из прямоугольных импульсов данных проходит через гауссовский фильтр. Модулирующий сигнал получается путем преобразования информационного потока из вида 0/1 в вид -1/+1. Затем -1/+1 сигнал фильтруется таким образом, что сформированный +1/-1 прямоугольный сигнал преобразуется в сигналы, имеющие форму гауссовского импульса. Далее полученный сигнал подается на ЧМ-модулятор с индексом модуляции, равным 0,5, и таким образом образуется полный сигнал GMSK. Данный вид модуляции используется для передачи данных в стандартах GSM, DECT, CDPD и Mobitex.

Существуют также АМ, ЧМ, ФМ, амплитудная манипуляция, манипуляция с минимальным частотным сдвигом, фазовая манипуляция, квадратурная фазовая модуляция, амплитудно-фазовая модуляция и квадратурная амплитудная модуляция (АМ, РМ, АСК, FSK, MSK, PSK, QPSK, PAM, QAM) [1, 2].

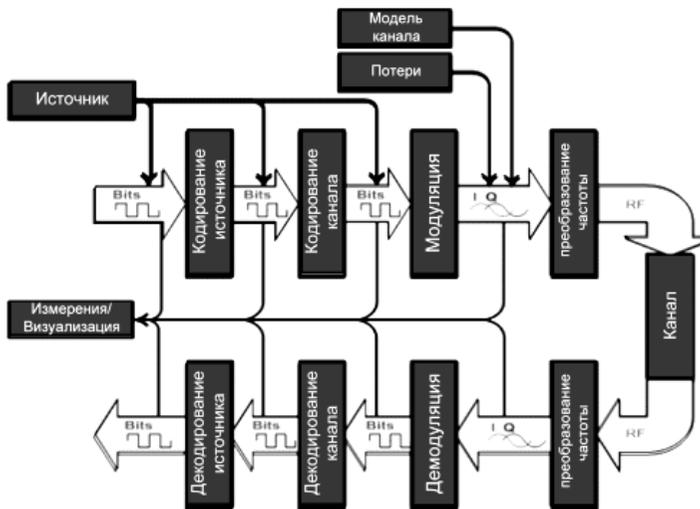


Рис. 1. Модель цифровой системы связи

Построение графиков глазковой диаграммы и ее вид дают много информации о джиттере сигнала [1], как и о многих других его параметрах. Например, множество отдельных фронтов и спадов говорит о вероятном присутствии джиттера, зависящего от данных.

Глазковая диаграмма не просто предоставляет множество информации, она удобна простотой применения и тем, что может применяться для измерений в любой цепи с реальными данными [1].

На данном этапе реализован программный комплекс, позволяющий проводить исследование модуляции FSK, рассмотреть зависимость джиттера от уровней модуляции и отношения сигнал/шум, а также спектры модулированных сигналов. Для визуализации процессов исследования созданы программные интерфейсы [1].

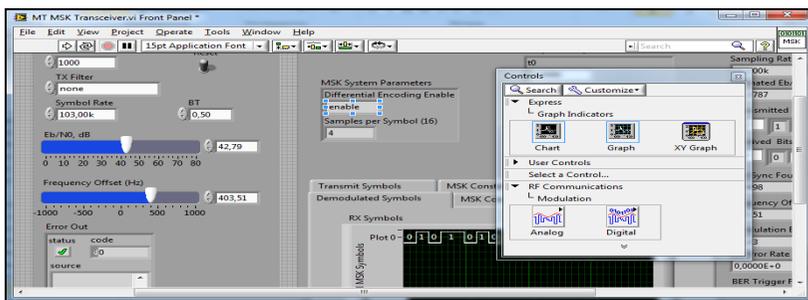


Рис. 2. Выбор контроллеров

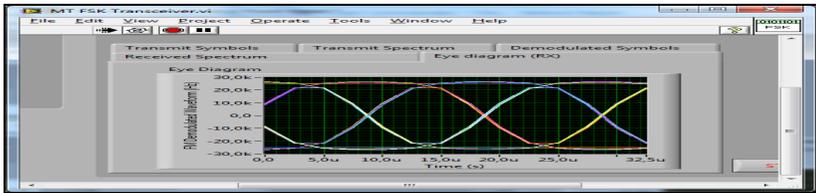


Рис. 3. Вид работающей программы для анализа глазковой диаграммы и джиттера

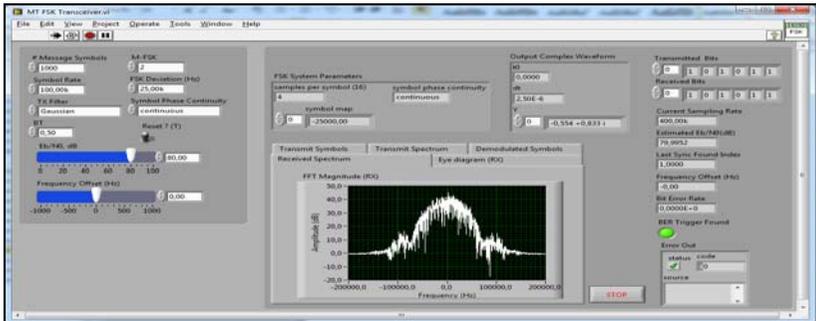


Рис. 4. Вид лицевой панели для анализа спектра

Таким образом, в работе на базе программного обеспечения LabVIEW 2010 будет создана виртуальная измерительная лаборатория, которая позволит исследовать и наблюдать различные виды модуляции, включая многоуровневые.

ЛИТЕРАТУРА

1. Голиков А.М. Системы радиосвязи: сборник лабораторных работ. Томск: Том. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2012. 223 с.
2. Шевелев А. Многоуровневая модуляция. М.: Кудиц-Пресс, 2010. 912 с.

ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ

Е.Э. Тыдыков, студент 4-го курса каф. РТС

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

Шумы, возникающие в радиотехнике, информационных системах, при передаче информации, могут нанести непоправимый вред. Поэтому создаются фильтры, способные устранять шумы. В данной работе

рассмотрен фильтр, основанный на обработке вейвлет-образа, для устранения шумов в изображениях. Изображение представлено математической моделью, т.е. законом. Интенсивность цвета в точке с координатами (x,y) есть амплитуда в этой точке. Изображение претерпевает прямое вейвлет-преобразование, обработку вейвлет-образа, обратное вейвлет-преобразование. В качестве функции изображения взята функция [1, 2]

$$s(x, y) = 0,5x + 0,8y.$$

Зашумлённая функция состоит из аддитивного шума $A(x, y)$ и коммутативного шума $K(x, y)$.

Зашумлённая функция в данном случае имеет вид

$$s1(x, y) = (0,5x + 0,8y) + (1 + 0,05rnd(2\pi)) + 0,2rnd(2\pi).$$

Шум является функцией случайной и непериодической.

Для сравнения представлены изображения зашумлённого сигнала $s1$ и сигнала начального s [1] (рис. 1).

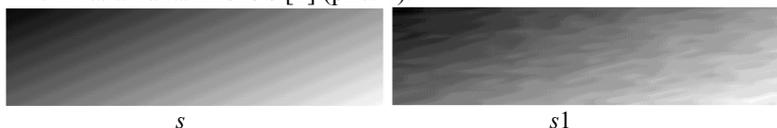


Рис. 1. Изображения зашумлённого сигнала $s1$ и начального сигнала s

Модуль разности между зашумлённым сигналом и начальным есть функция:

$$\Delta s(x, y) = s(x, y) - s1(x, y).$$

График (изображение) этой функции [3] дан на рис 2.

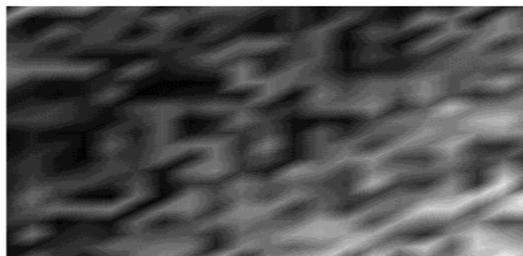


Рис. 2. Изображение функции Δs

Обработка вейвлет-образа. Вейвлет-образ представляет собой матрицу, значение элементов которой – амплитуды. График образа имеет вид, представленный на рис. 3 [3].

После преобразования вейвлет-изображение будет иметь вид (при $N=1500$), представленный на рис. 4.

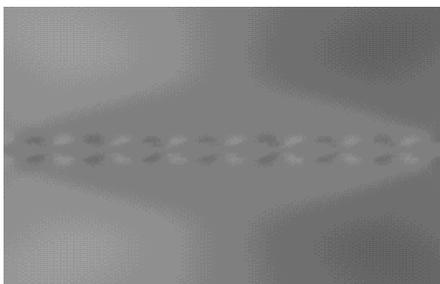


Рис. 3. График вейвлет-образа

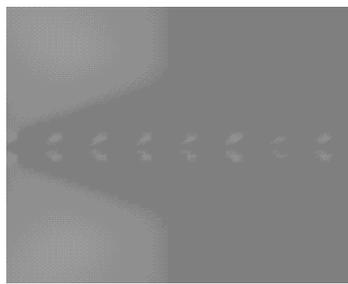


Рис. 4. Вейвлет-изображение после преобразования

После обратного-вейвлет преобразования получим новый сигнал, который сравним с предыдущим (рис. 5).



Рис. 5. Изображение после обратного вейвлет-преобразования

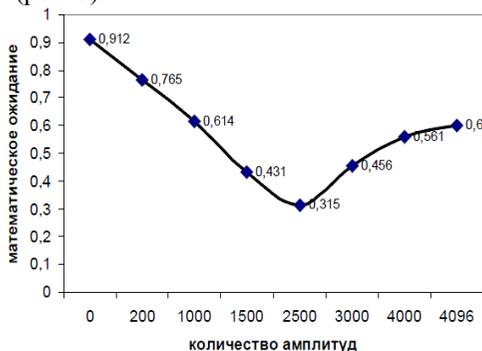


Рис. 6. График зависимости математического ожидания от количества амплитуд

Подсчитаем математическое ожидание модуля разности сигнала восстановленного и начального зашумлённого для различных N и построим график [1] (рис. 6).

Как видно из графика, увеличение количества амплитуд не даёт наилучшего результата, следует искать оптимальное количество амплитуд, т.е. минимум графика математических ожиданий [1].

ЛИТЕРАТУРА

1. Астафьева Н.М. Вейвлет-анализ: основы теории и примеры применения // Успехи физических наук. 1996.Т. 166, №11.
2. Robi Polikar. Введение в вейвлет-преобразование / Пер. с англ. В.Г. Грибунина. СПб.: АВТЭКС [Электронная версия].
3. Грибунин В.Г. Основы теории вейвлет-преобразований. СПб.: АВТЭКС [Электронная версия].

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ СЖАТИЯ ВИДЕОИНФОРМАЦИИ НА БАЗЕ ФРАКТАЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

П.Г. Русаков, студент 5-го курса,

С.В. Власов, студент 4-го курса каф. РТС

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

Суть проекта заключается в создании аппаратно-программного комплекса для сжатия видеoinформации на базе фрактальных алгоритмов.

Предложен программный комплекс, обеспечивающий возможность сжимать видеoinформацию 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 [1] (рис. 1–4).



Рис. 1. Четыре ранговых блока



Рис. 2. Восемь ранговых блоков



Рис. 3. Шестнадцать ранговых блоков



Рис. 4. Тридцать два ранговых блока

Для того чтобы оценить некоторые параметры программы, нам необходимо знать, на каком процессоре производились вычисления, т.к. в процессе фрактального сжатия происходит активная работа с матрицами.

На рис. 5–8 представлены графики зависимости времени сжатия от размера изображения, от параметра «смещение домена», параметра

«размер региона» и график зависимости размера изображения (в КБайт) от параметра «размер региона».

Характеристики процессора:

Процессорный разъем Socket AM3.
 Тактовая частота, МГц 3200.
 Множитель 16 (стартовый).
 Частота шины HT, МГц 2000.
 Объем кэш-памяти L1, Кб 128×4.
 Объем кэш-памяти L2, Кб 512×4.
 Объем кэш-памяти L3, Кб 6144.
 Ядро Deneb.
 Количество ядер 4.
 Поддержка инструкций MMX, 3DNow!, SSE, SSE2, SSE3, SSE4A, x86-64.
 Напряжение питания, В 0,875–1,5.
 Тепловой пакет, Вт 125.
 Критическая температура, °С 62.
 Техпроцесс, нм 45.
 Поддержка технологий Cool'n'Quiet 3.0 Enhanced Virus Protection
 Virtualization Technology Core C1 and C1E states
 Package S0, S1, S3, S4 and S5 states.

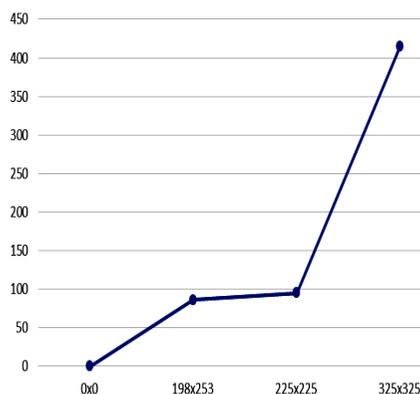


Рис. 5. График зависимости времени сжатия от размера изображения

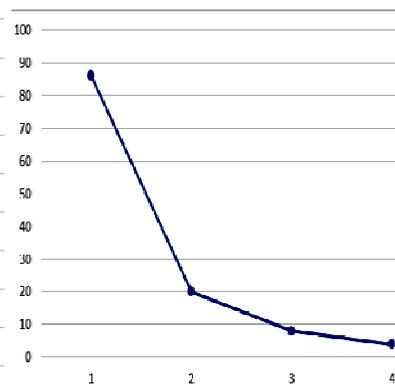


Рис. 6. График зависимости времени сжатия от параметра «смещение домена»

Необходимо отметить тот факт, что мощность процессора хоть и играет очень важную роль во фрактальном алгоритме сжатия, но, как представляется, в данное время, когда процессоры достигли пика своей мощности и пошли по пути увеличения количества ядер, то на первое место выходит такой параметр, как оптимизация алгоритма сжатия.

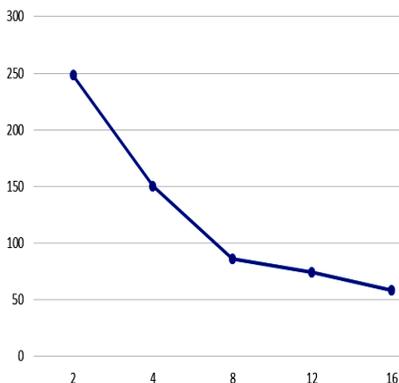


Рис. 7. График зависимости времени сжатия от параметра «размер региона»

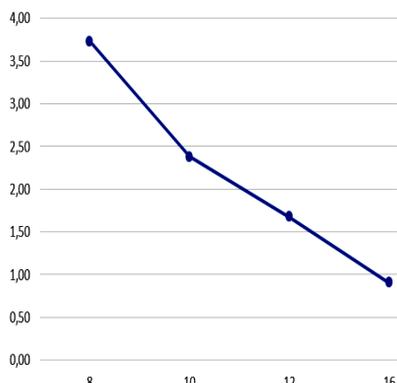


Рис. 8. График зависимости размера изображения (в КБайт) от параметра «размер региона»

Таким образом, задача сводится к доработке уже имеющегося комплекса сжатия видеoinформации на базе фрактальных алгоритмов под цели проекта. Для этого в комплексе требуется реализовать возможность сжатия изображений более высокого разрешения.

ЛИТЕРАТУРА

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

АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК МОБИЛЬНЫХ СИСТЕМ РАДИОДОСТУПА НА БАЗЕ LABVIEW

Р.И. Назаренко, студент 5-го курса,

И.Н.Зарецкий, студент 4-го курса каф. РТС

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

г. Томск, ТУСУР, gol@rts.tusur.ru

Статья посвящена созданию аппаратно-программного комплекса для проведения лабораторных работ по измерению основных характеристик радиочастотного тракта в среде графической разработки LabVIEW.

Основные причины выбора LabVIEW в качестве среды для разработки комплекса:

– интуитивно понятный и простой в освоении графический язык программирования (G);

– экономия времени при отладке программ в сравнении с текстовыми языками программирования.

В процессе поиска информации, необходимой для осуществления проекта, оказалось, что уже существует похожий комплекс для цифровой обработки сигналов. В этом комплексе реализованы:

- генерация 2 сигналов с возможностью задания их амплитуды, частоты и формы (гармонический, пилообразный, меандр);
- модуляция одного сигнала другим (рис. 1);
- генерация гауссовского шума и наложение его на модулированный сигнал;
- вывод статистических характеристик смеси сигнал+шум (среднеарифметическое значение, дисперсия, СКО и др.);
- фильтрация смеси сигнал+шум с возможностью выбора вида (Чебышева, Бесселя, Баттерворта, инверсный Чебышева), типа (ФНЧ, ФВЧ, ППФ или ПЗФ) и порядка фильтра (рис. 2);
- прямое и обратное БПФ;
- корреляция и спектр смеси сигнал+шум (рис. 3);
- дискретизация сигнала.

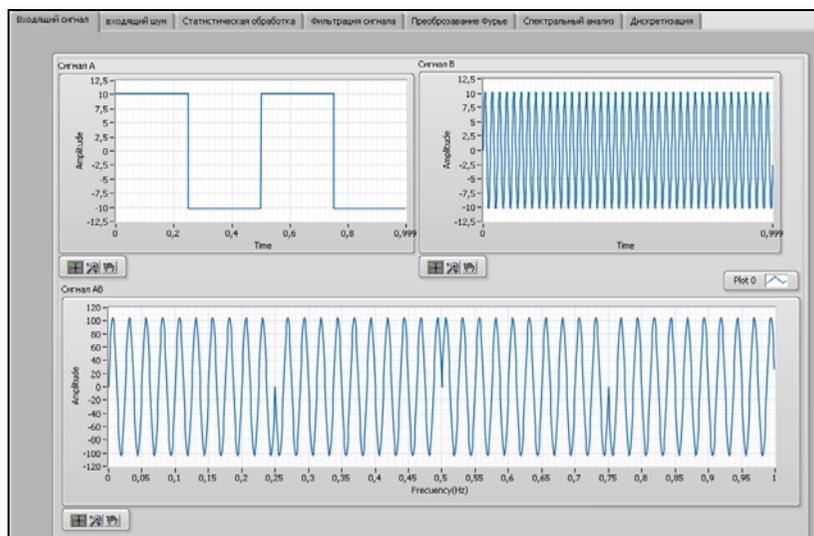


Рис. 1. Модуляция сигнала

В дальнейшем будет произведена доработка уже имеющегося комплекса цифровой обработки сигналов. Для этого в комплексе требуется реализовать:

- возможность задания многопозиционных видов модуляции (ОФМ, QAM, OFDM);
- визуализацию диаграммы направленности и глазковой диаграммы для наблюдения фазового дрожания сигнала.

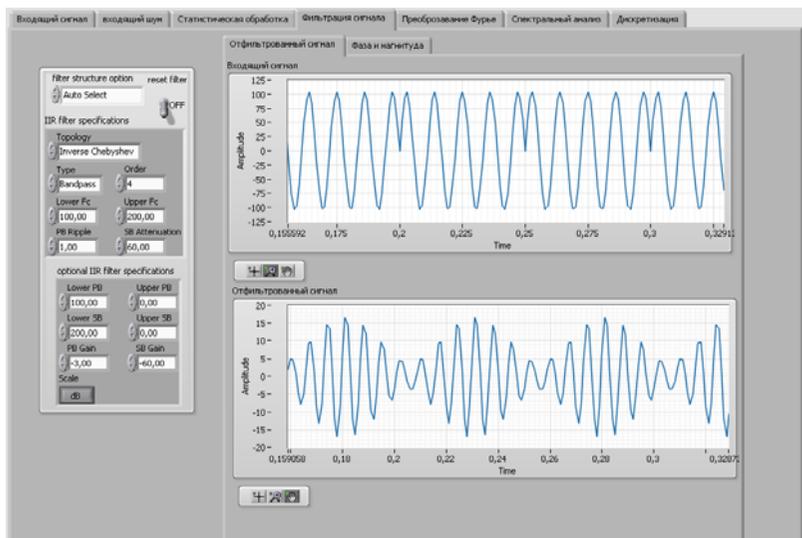


Рис. 2. Фильтрация модулированного сигнала

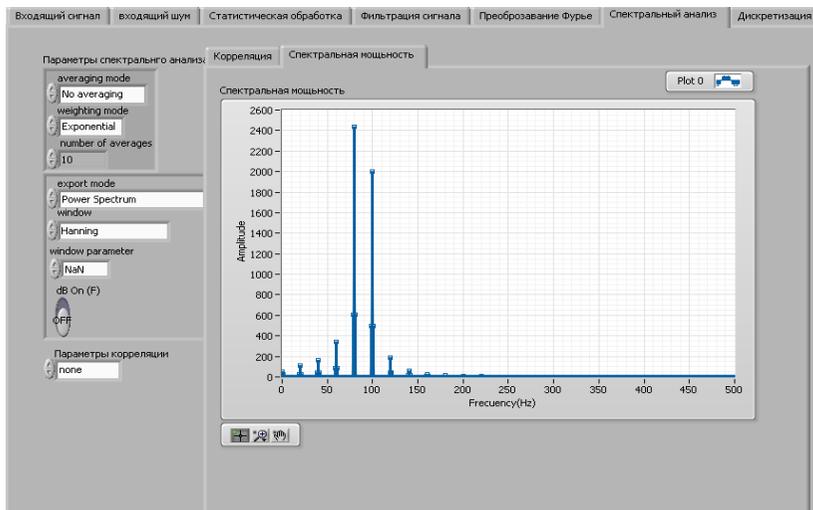


Рис. 3. Энергетический спектр модулированного сигнала

ЛИТЕРАТУРА

1. LabVIEW™ Help
2. Бакланов И.Г. Методы измерений в системах связи. М.: ЭКО-трендз, 1999. 201 с.
3. Григорьев В.А., Лагутенко О.И., Распаев Ю.А. Сети и системы радиодоступа. М.: ЭКО-трендз, 2005. 377 с.
4. Трэвис Дж., Кринг Дж. LabVIEW для всех. 4-е изд., перераб. и доп. М.: ДМК-Пресс, 2011. 904 с.
5. Евдокимов Ю.К., Линдваль В.Р., Щербаков Г.И. LabVIEW для радиоинженера: от виртуальной модели до реального прибора. М.: ДМК Пресс, 2007. 400 с.

ЗАЩИЩЕННАЯ СИСТЕМА ДИСПЕТЧЕРИЗАЦИИ И МОНИТОРИНГА ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ВОЗМОЖНОСТЕЙ GSM- И GPS/ГЛОНАСС

Е.С. Зимин, студент 4-го курса каф. РТС

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

Целью статьи является создание методики проектирования защищенной системы диспетчеризации и мониторинга подвижных объектов на основе использования возможностей GSM и GPS/ГЛОНАСС.

Для начала надо выделить главные темы, которые в ходе будут раскрываться:

- система сотовой связи стандарта GSM;
- спутниковая навигационная система GPS (NAVSTAR);
- спутниковая навигационная система ГЛОНАСС;
- рабочие характеристики спутниковых навигационных систем;
- дифференциальные системы спутниковой навигации;
- технология А-GPS;
- система диспетчеризации и мониторинга подвижных и стационарных объектов [1];
- местного оператора сотовой связи стандарта GSM.

Возможна система работы «offline», т.е. передачу информации осуществлять в «черный ящик». Режим off-line применяется, когда интерес представляют отчеты о работе транспорта за определенный период и нет необходимости осуществлять контроль в реальном времени.

Программно-аппаратный комплекс ДЦ «Position Report». Основным назначением ДЦ является сбор, обработка и представление данных о контролируемых объектах оператору и передача (в случае необходимости) управляющих воздействий оператора на эти объекты.

Поступающие данные представляются оператору, как в табличном виде, так и в графическом и символьном виде на электронном плане местности. Это позволяет оператору наблюдать за множеством подконтрольных объектов в реальном времени. В случае поступления от объектов сигналов тревоги, сигналов о том, что значения одного или нескольких датчиков вышли за пределы допустимых, объект вышел из контролируемой зоны-периметра или вошел в неё, отклонился от маршрута (по координатам и/или по времени), оператор получает соответствующее визуальное и звуковое оповещение (рис. 1) [2].

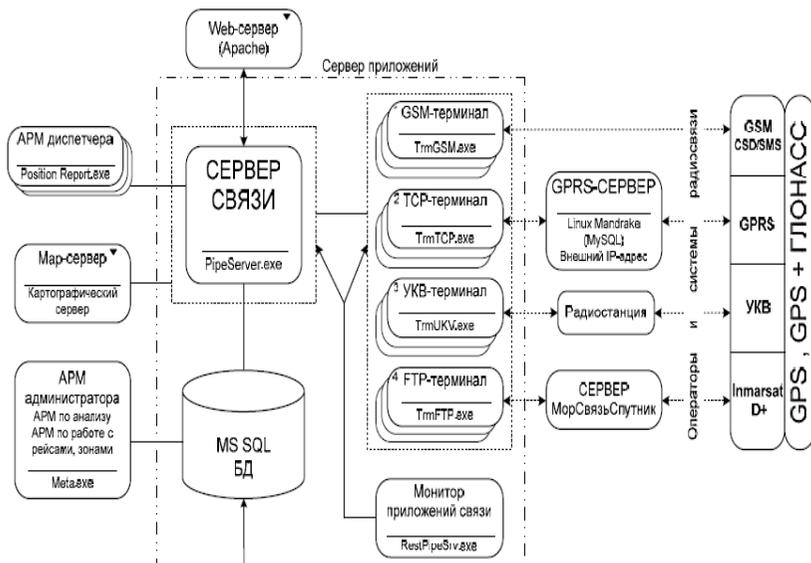


Рис. 1. Архитектура программного комплекса «Position Report»

Функциональные возможности программного комплекса. Программный комплекс «Position Report» позволяет выполнять следующие основные прикладные функции:

- ввод в базу данных и редактирование информации в части способов связи с контролируемыми объектами, средств, используемых для связи с объектами, и параметров средств связи;
- установка и изменение параметров опроса объектов;
- опрос контролируемых объектов об их местоположении и состоянии с регистрацией полученной информации в базе данных; просмотр информации в реальном времени (в темпе обновления данных);
- отображение контролируемых объектов на фоне электронной карты местности в реальном времени;

- анализ перемещений контролируемых объектов с учетом информации о заданном для объекта маршруте движения;
- определение пробега автотранспортного средства и соответственный нормативного расхода топлива за указанный период;
- проигрывание «черных ящиков»;
- создание отчетов о движении транспортного средства за определенный период, сводных отчетов по объекту за период, сводных отчетов о работе всех объектов за период, с разделением по водителям, по № маршрутов, по соблюдению скоростного режима, по соблюдению графика движения и многие другие;
- вывод отчетов на печать (в том числе для передачи во внешние автоматизированные системы и/или бизнес-приложения);
- возможность работы с путевыми точками;
- наращивание числа контролируемых подвижных единиц осуществляется без переработки программного обеспечения, только за счет увеличения производительности сервера [2].

ЛИТЕРАТУРА

1. Громаков Ю.А., Северин А.В., Шевцов В.А. Технологии определения местоположения в GSM и UMTS: учеб. пособие. М.: Эко-Трендз, 2005. 144 с.
2. Соловьев Ю.А. Системы спутниковой навигации: учеб. пособие. М.: Эко-Трендз, 2000. 270 с.

ПРОГРАММИРУЕМЫЕ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕМ ВЕНТИЛЬНЫЕ МАТРИЦЫ (FPGA) КАК КОНЕЧНЫЙ АВТОМАТ

Е.Ю. Барков, студент 4-го курса

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

г. Томск, ТУСУР, evgenbarkov@yandex.ru

Проект ГПО РТС-1302 – «Исследование и разработка перспективных систем передачи информации»

Конечный автомат – весьма удобная концепция, которую целесообразно использовать для структурирования приложений (рис. 1).

Конечный автомат является средством формальной структуризации приложения. Вместо того чтобы использовать все переменные программы в качестве расширенного определения его состояния, конечный автомат создает единственную переменную, в которой хранится информация о состоянии программы [3].

Мощь подхода, использующего конечные автоматы, обусловлена тем, что он позволяет в явном виде определить действительные состояния для некоторого аспекта вашей программы и задать соответствующие варианты поведения при переходах программы из одного состояния в другое (рис. 2).

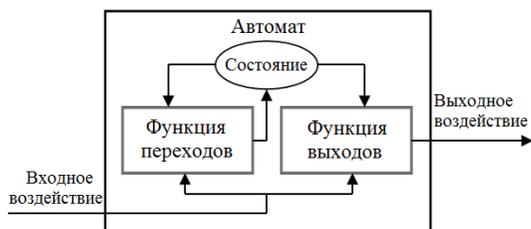


Рис. 1. Конечный автомат

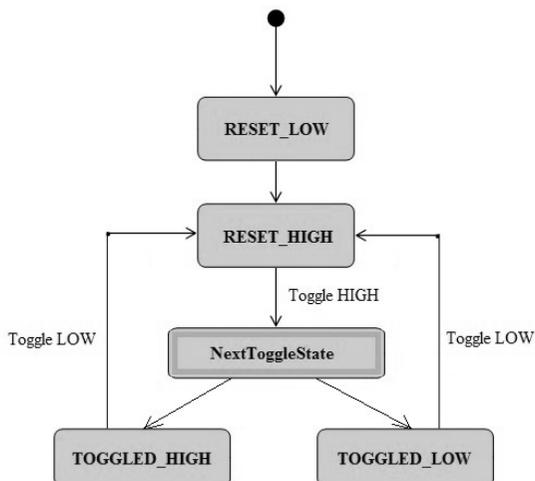


Рис. 2. Диаграмма состояний разрабатываемого конечного автомата

В программе может использоваться несколько конечных автоматов, для каждого из которых определяется собственный набор вариантов поведения программы, подлежащих структуризации.

Конечные автоматы широко используются на практике, например в синтаксических и лексических анализаторах, тестировании программного обеспечения на основе моделей, значительно упрощают процессы управления и рационализации использования памяти ПЛИС.

Из-за того, что ПЛИС, выполненные по архитектуре FPGA, имеют достаточное число регистров (триггеров), использование автоматных моделей позволяет получить достаточно быстродействующую и в то же время наглядную реализацию любого кода при приемлемых затратах ресурсов [2].

Предлагается использовать конечные автоматы для построения систем параллельной обработки и решения проблем взаимного исключения процессов.

Структуру элементарной системы осуществления взаимоисключения процессов приведе на примере простой схемы управления питанием светодиода, включаемого и выключаемого при подаче сигнала.

Регистр nextToggleState хранит индекс следующего состояния, в которое конечный автомат должен перейти из состояния RESET_HIGH по переднему фронту сигнала nToggleIN.

Проведя временную симуляцию процесса работы автомата, получаем следующие эпюры, представленные на рис. 3.

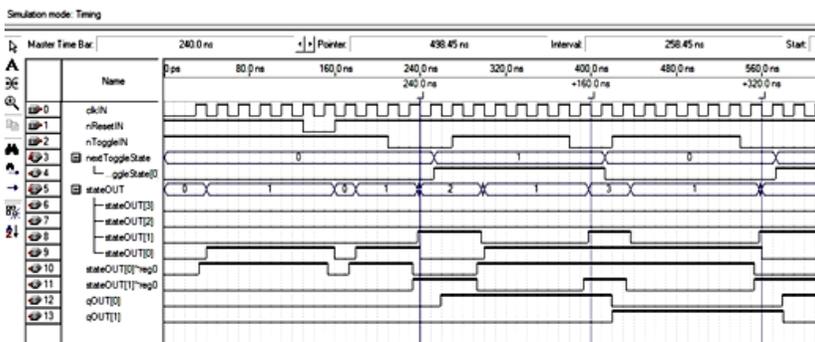


Рис. 3. Эпюры временной симуляции процесса работы автомата

На рис. 3 представлены эпюры, отображающие работу представленной выше реализации алгоритма переключения импровизируемых лампочек. После внесенных изменений на эпюрах стало отчётливо видно, что лампочки работают как бы в противофазе, то есть когда загорается одна лампочка, другая гаснет.

Так, можно провести аналогию с процессами, пытающимися одновременно получить доступ к одному ресурсу. А значит, конечные автоматы действительно могут быть полезны в решении проблем взаимоисключения процессов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Стешенко В.Б. ПЛИС фирмы Altera: проектирование устройств обработки сигналов. М., 2000.
2. Программируемая пользователем вентиляционная матрица [Электронный ресурс]. Режим доступа (свободный): http://ru.wikipedia.org/wiki/Программируемая_пользователем_вентиляционная_матрица.
3. ПЛИС [Электронный ресурс]. Режим доступа (свободный): <http://ru.wikipedia.org/wiki/ПЛИС>

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.*

ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ШУМОВ В ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ

Е.Н. Голиков, студент

*Научный руководитель М.И. Курячий, доцент каф. ТУ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, РТФ, elai.asti@gmail.com*

Проект ГПО ТУ-1203 – «Интеллектуальные системы видеонаблюдения»

Шум является случайным процессом, в изображениях он наблюдается как зернистость (в аналоговых системах) или как изменение уровней пикселей в цифровых изображениях. Уровень шумов является ключевым фактором качества изображения, не менее важным, чем резкость. Так как шумы возникают из-за фундаментальных физических свойств и процессов – фотонной природы света и тепловой энергии, они всегда будут присутствовать в изображении.

Целью работы в рамках проекта ГПО ТУ-1203 являлись измерение характеристик шумов в телевизионных изображениях с использованием программного обеспечения, разработка сценария для лабораторного практикума по измерительному телевидению.

Для проведения измерений использовался комплексный программный пакет Imatest, позволяющий производить различные измерения, связанные с оценкой качества изображения. При измерении характеристик шумов использовались модуль Stepchart программы Imatest и сгенерированная таблица, состоящая из двадцати градаций (рис. 1). Таблица была напечатана в двух вариантах: на обычной бумаге на лазерном принтере и на фотобумаге, при этом печать производилась на качественном струйном принтере.

С помощью программы Imatest были произведены измерения различных характеристик шумов. В рамках данной статьи приводятся результаты некоторых измерений. Результаты измерений для второго варианта таблицы представлены на рис. 2.

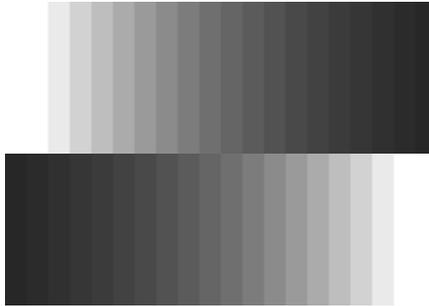


Рис. 1. Исходное изображение сгенерированной тестовой таблицы

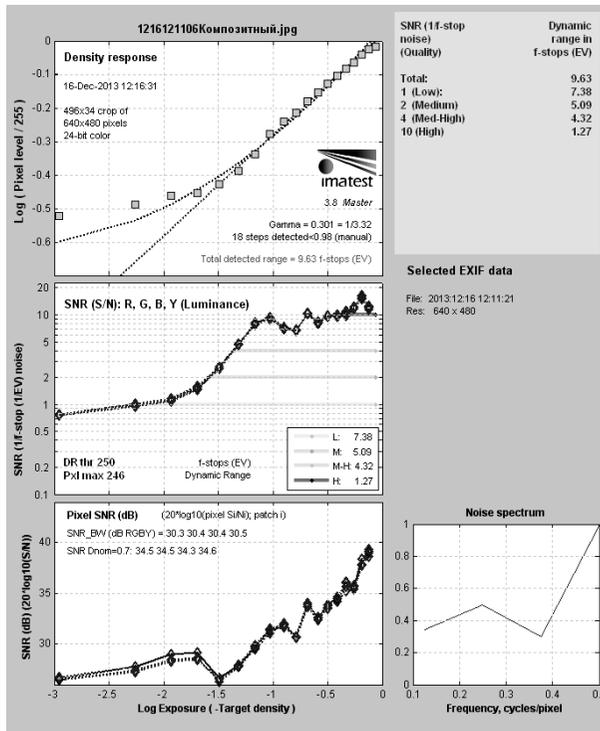


Рис. 2. Результаты измерений для второго варианта таблицы

Первый график из серии характеристик – тональный отклик (кривая оптической плотности), второй график – обратная характеристика для единиц f -stop ($SNR_f = 1/f$ -stop). Это отношение сигнал/шум для специальных единиц f -stop, которые используются в программе

Imatest. Третий график – стандартное отношение сигнал/шум, выраженное как SNR (дБ) = $20 \lg(S_i/N_i)$, где S_i – сигнал (средний уровень пикселей) одной градации, N_i – шум (стандартное отклонение) для одной градации.

Крайние значения ОСШ, полученные при оценке второго варианта таблицы, равны 25 и 40 децибелам для самой темной и самой светлой области соответственно.

На рис. 3 представлена структурная схема лабораторной работы по измерительному телевидению. Обозначения, принятые на рисунке: ТИ – тестовое изображение, УВ – устройство ввода, ПК – персональный компьютер, ПО – программное обеспечение.

При создании лабораторных работ будут использоваться тестовые таблицы, изображения которых «захватываются» с ТВ-камеры на персональный компьютер с помощью устройства ввода. После чего будут производиться необходимые измерения с помощью программ ImageJ и Imatest.

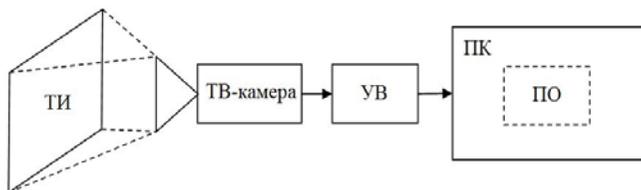


Рис. 3. Структурная схема лабораторной работы по измерительному телевидению

В результате проведенной работы был освоен программный пакет Imatest, изучены его основные функции и возможности.

Были проведены измерения для двух вариантов тестовых таблиц с различными настройками программных модулей Imatest. В итоге были получены результаты, отображенные в различных единицах: относительные уровни шумов (нормированные к максимальному уровню (255), к разности уровней и т.д.), f -stop. Получены характеристики отношения сигнал/шум. Крайние значения ОСШ, полученные при оценке первого варианта таблицы, равны 32 и 36 децибелам для самой темной и самой светлой области соответственно. Для второго варианта таблицы эти значения равны 25 и 40 децибелам.

Было выяснено, что некачественно напечатанная тестовая таблица и плохие условия измерений оказывают значительное влияние на результаты измерений. Поэтому для лабораторных работ будут подготовлены специальные рабочие места с равномерным освещением и тестовыми таблицами, напечатанными с помощью качественного струйного принтера.

ЛИТЕРАТУРА

1. Попов А. Методика тестирования видеокамер по программе Imatest // Видеозона. 2004 [Электронный ресурс]. URL: http://www.videozona.ru/video_tests/Imatest/
2. Noise in photographic images // Imatest – Image Quality Testing Software & Test Charts. [Электронный ресурс]. URL: <http://www.imatest.com/docs/noise/>
3. Using Stepchart // Imatest – Image Quality Testing Software & Test Charts [Электронный ресурс]. URL: <http://www.imatest.com/docs/testcharts/>

ИЗМЕРЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ В ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ

А.В. Каменский, М.Ю. Маланин, студенты

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

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

Проект ГПО ТУ–1203 – «Интеллектуальные системы видеонаблюдения»

Для того чтобы количественно оценить разрешающую способность изображения, принято считать количество отдельно различимых вертикальных и горизонтальных линий. Так как яркостная составляющая имеет более широкий (в 4 раза) спектр, чем цветокодирующая, то различают разрешающую способность в канале яркости и цветовое разрешение.

Чёткость (различимость) мелких деталей по высоте кадра видеозображения в вещательном стандарте можно оценить в 575 реальных видимых строк, так как время на прорисовку остальных 50 строк из 625 затрачивается на время обратного хода луча. При условии равной чёткости по вертикали и горизонтали получается, что в строке изображения должно быть различимо около 768 элементов (при формате кадра 4×3). Чтобы соотнести измеренные значения разрешения по вертикали и по горизонтали к одному масштабному коэффициенту, была введена единица измерения ТВЛ (телевизионная линия). ТВЛ-(N) означает, что изображение имеет разрешение в N линий на единицу условного линейного размера, в качестве которого был взят вертикальный размер изображения. Отсюда следует, что для пересчёта в ТВЛ измеренного количества линий по горизонтали необходимо умножить это значение на 575/768.

Для визуального измерения разрешения видеозображения используют специальные настроечные тестовые таблицы, в которых изображаются группы линий переменной толщины – «клинья». Если можно различить линии у некоторой отметки, то считают, что разре-

шающая способность системы позволяет воспроизвести данное значение ТВЛ по выбранному направлению [1].

Для корректного ответа на вопрос о разрешении видеокамер, нам необходимо ввести в рассмотрение еще одну переменную – величину контраста между черным и белым на полученном кадре при увеличении числа линий, т.е. для того чтобы полностью описать разрешение, нам нужно знать не число, а функцию – зависимость контраста между черной и белой линиями от числа линий в кадре, так называемую контрастно-частотную характеристику (КЧХ), которую строит программа Imatest. Эта функция предоставляет гораздо больше информации, нежели просто информация о разрешении – фактически любая обработка видеосигнала в видеотракте (скажем – искусственное повышение резкости электроникой) оставит свой след в КЧХ.

Измерения производились по таблице для ч/б ТВ стандарта EIA1956 (рис. 1). На графике КЧХ (рис. 2) по оси ординат (оси Y) отложено значение контраста (1 – 100%, 0,5 – 50%, 0,3 – 30%), а по оси абсцисс (оси X) отложена частота следования линий в так называемых «циклах на пиксель». За один цикл принимается пара «черная линия – белая линия». Таким образом, «предельный случай в 540 ТВЛ», когда одна линия приходится на один пиксель, соответствует 0,5 цикла на пиксель. Отсюда можно получить выражение для перевода числа «циклов на пиксель» в ТВЛ.

$ТВЛ = (C/P/0.5) * \text{«Предельное разрешение в ТВЛ»}$.

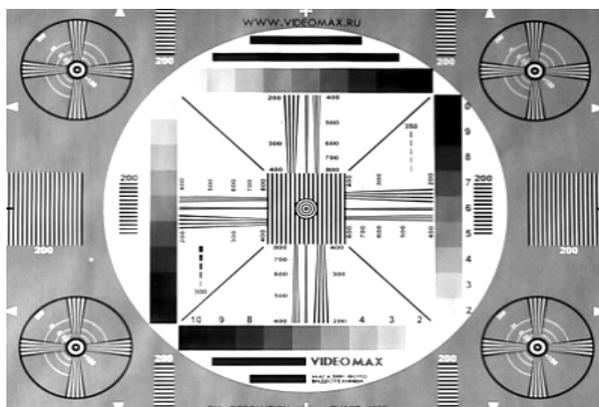
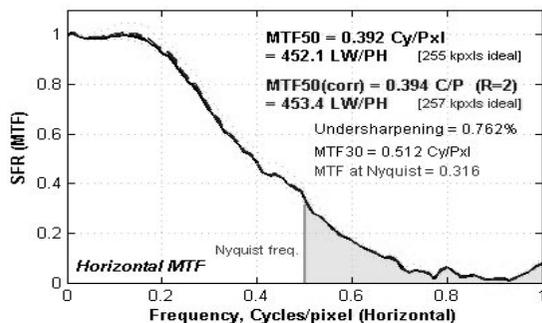


Рис. 1. Таблица EIA1956

Здесь C/P – число «циклов на пиксель», «Предельное разрешение в ТВЛ» – разрешение, при котором одна линия приходится на один пиксель (вернее, число линий равно числу пикселей, 0,5 цикла / пиксель) [2].

С использованием изучения программы Imatest были проведены измерения по разрешающей способности на основе камеры (Digital Color CCD Camera) по трем таблицам, напечатанным на разных принтерах, чтобы показать что от качества печати табличек будут зависеть разрешающая способность и четкость.

Рис. 2. КЧХ, построенная программой Imatest



Таблицы:

- напечатанная на принтере CANON 5650;
- напечатанная на принтере с непрерывной подачей чернил EPSON L355 (производилось смешивание цветов);
- напечатанная на принтере с непрерывной подачей чернил EPSON L355 (использовалась только черная краска).

На основании полученных экспериментальных данных определено, что результаты по измерению таблицы напечатанной на принтере с непрерывной подачей чернил EPSON L355 где производилось смешивание цветов, самая достоверная из трех вариантов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Стандарты телевизионных сигналов [Электронный ресурс]. URL: <http://axofiber.no-ip.org/inside/teleformats.htm> (дата обращения: 26.11.2013).
2. Попов А. Методика тестирования видеокамер по программе Imatest [Электронный ресурс]. URL: <http://www.popoval.ru/videotests/imatest/> (дата обращения: 26.11.2013).

ИЗМЕРЕНИЕ КООРДИНАТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ

М.Б. Квасников, Е.А. Савичева, студенты 4-го курса

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

г. Томск, ТУСУР, РТФ, proka.tsk@gmail.com

Проект ГПО ТУ-1203 – «Интеллектуальные системы видеонаблюдения»

Геометрические искажения возникают из-за изменения координат передаваемых элементов, проявляются в виде нарушения геометрического подобия ТВ-изображения оригиналу. Геометрическое подобие

нарушается в основном из-за неидентичности формы растра и относительных скоростей строчной и кадровой разверток при анализе и синтезе изображения.

ПО Iimatest является самым продвинутым инструментом для измерительного телевидения. Мы получили 5 лицензионных версий программного обеспечения Iimatest от создателей данной программы и провели измерение координатных искажений. Iimatest автоматически определяет вид искажения. В нашем случае – бочкообразное. Вид искажения также можно определить по коэффициенту k , который программа высчитывает автоматически. Если $k > 0$ – искажение бочкообразное, если $k < 0$ – подушкообразное.

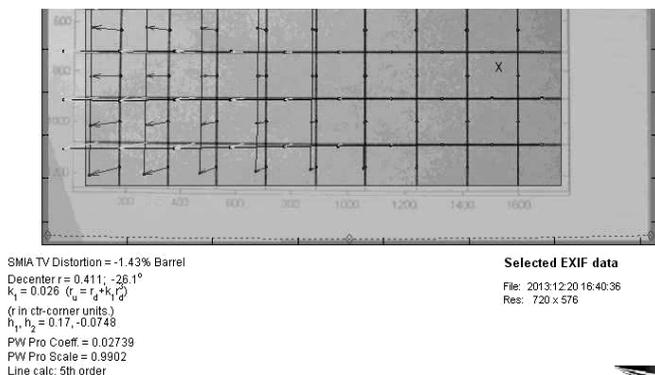


Рис. 1. Наглядное представление искажений тестовой таблицы, сетка

На рис. 1 мы можем наглядно увидеть, как именно исказилась тестовая таблица, где линии сетки должны были быть, если бы искажения не было. Коэффициенты h_1 и h_2 показывают отклонения слева и справа соответственно от нормального.

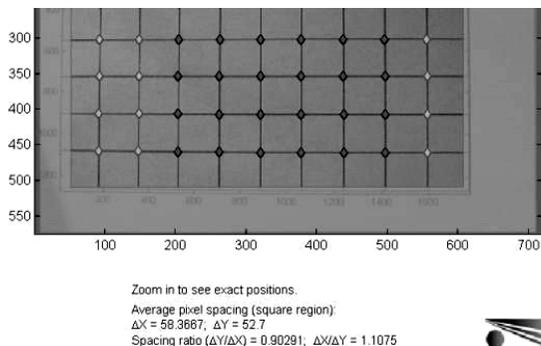


Рис. 2. Определение координатных искажений тестовой таблицы, сетка

На рис. 2 мы можем увидеть численные значения отклонения координат от нормального (по вертикали и горизонтали). В нашем случае отклонения по $\Delta x = 58,3\text{pix}$; $\Delta y = 52,7\text{pix}$.

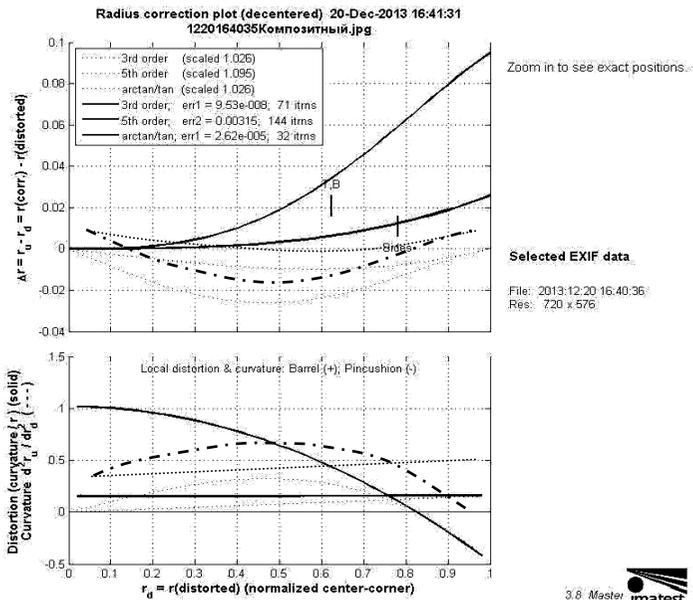


Рис. 3. Анализ изображения тестовой таблицы, сетка

Измеряемое изображение может быть сложным, т.е. в нём могут быть как бочкообразные, так и подушкообразные искажения одновременно. Например, в центре может быть бочкообразное, а по краям изображения – подушкообразное искажение. На рис. 3 измеряется радиус кривизны искажения. На графике показывается изменение радиуса искажения от нормального изображения, вычисляется Δr , где из радиуса уже скорректированного изображения вычитается радиус данного изображения. Получен наглядный график искажений.

Сплошные линии – это искажение всего изображения, пунктирные – при увеличении части изображения. Линия 5-го порядка более точная по сравнению с 3-м порядком, т.к. оцениваемые участки берутся чаще. По верхнему графику определяется только коэффициент искажений. Нижний же график как раз показывает виды искажений. Где график выше нуля – искажение бочкообразное, где ниже – подушкообразное. Изображение оценивается от центра к краю.

В нашем случае искажения сложные: в центре преобладают подушкообразные, а по краям – бочкообразные искажения.

ЛИТЕРАТУРА

1. Казанцев Г.Д., Курячий М.И., Пустынский И.Н. Измерительное телевидение. М., 1994.
2. Государственный комитет СССР по стандартам. Установки телевизионные прикладного назначения. Методы измерений и испытаний. ГОСТ 23456-79 // Библиотека ГОСТов и нормативных документов. URL: http://libgost.ru/gost/19087-GOST_23456_79.html
3. Государственный стандарт Союза ССР. Таблицы испытательные оптические телевизионные. Типы, размеры и технические требования / Электронный фонд правовой и нормативно-технической документации. URL: <http://docs.cntd.ru/document/1200016368>
4. Реферат «Оценка качества телевизионного изображения» // Рефераты. Коллекция дипломов и рефератов. URL: <http://www.fos.ru/radio/8728.html>

ОБЗОР ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФОТОГРАФИЧЕСКИХ ОБЪЕКТИВОВ

О.Ю. Лысак, И.А. Халецкая, студенты

*Научный руководитель А.Ю. Латышев, ст. преподаватель каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, РТФ, lys5ak-1992@mail.ru
Проект ГПО ТУ-1204*

Естественность наличия оптики в камере невольно помогает забыть о том, что объектив, наравне с сенсором и процессором, играет определяющую роль в качестве и особенностях фотоснимков. В зависимости от характеристик и свойств объектив может разительно изменить саму суть фотоаппарата, но в этом кроется и известная опасность. Зачастую неподходящая оптика вовсе не позволит справиться с задуманным. Понимание особенностей объективов может помочь вам контролировать создание цифровых фотографий. Объектив не просто часть камеры – это глаза, которыми камера видит окружающий мир. Выбор правильных параметров объектива может оказаться сложной задачей. Чтобы улучшить понимание этого выбора, мы предоставили обзор основных параметров объектива.

Фокусное расстояние – основная характеристика объектива. Чтобы не вдаваться в теорию оптики, можно упростить описание и сказать, что фокусное расстояние отражает, насколько объектив приближает или отдаляет объекты. Чем больше фокусное расстояние объектива, тем крупнее мы получаем изображение при съемке с одной и той же точки. Поэтому когда требуется получить изображение большого масштаба, применяются объективы с большим фокусным расстоянием.

Резкость – одна из важнейших характеристик каждого объектива. Глубина пространства, в пределах которого предметы изображаются

резкими, называется глубиной резкости. Глубина резкости зависит от фокусного расстояния, величины действующего отверстия объектива и расстояния от точки наводки до объектива. Глубина резкости тем больше, чем короче фокусное расстояние объектива, чем меньше диаметр действующего отверстия и чем больше расстояние от объектива до точки наводки. Можно заметить, что идеальная резкость, с точки зрения физики, может быть только в одной плоскости. Откуда же тогда появляется эта область? Дело в том, что человеческий глаз, несмотря на все свое совершенство, все же не является идеальной оптической системой. Мы не замечаем небольшую размытость изображения до некоторых пределов [1].

Скажем немного о гиперфокальном расстоянии. Гиперфокальное расстояние (Γ) – это дистанция фокусировки, обеспечивающая максимальную глубину резкости по всему кадру. Если сфокусироваться в этой точке, то в фокусе окажется всё от половины гиперфокального расстояния до бесконечности.

Что касается диафрагмы, то это, пожалуй, один из самых важных параметров объектива. Диафрагма – это относительное отверстие объектива, с помощью которого изменяется количество пропускаемого света. Диафрагма состоит из поворотных лепестков, при открытии которых формируется круглое отверстие, при закрытии – многоугольник. Количество лепестков диафрагмы определяет рисунок объектива – боке (размытость, нечеткость). Чем больше лепестков, тем красивее получается боке. Открытием и закрытием диафрагмы регулируется глубина резко изображаемого пространства (ГРИП), т.е. степень размытости заднего плана. Чем меньше диафрагменное число, тем сильнее размывается фон, и наоборот. При изменении значения диафрагмы на одну ступень количество поступающего света через объектив изменяется в два раза [2–3].

Мы ознакомились с основными характеристиками объективов и на практике. Экспериментальным путем получили изображения с различной глубиной резкости. Это было необходимо для нахождения оптимального значения ГРИП, при котором необходимая для исследования область остается «четкой». При изменении значения ГРИП соответственно мы вынуждены изменить диафрагменное число. В результате максимально резким получилось изображение при ГРИП = 200 мм, $A = 40$. Но изменение диафрагмы, в свою очередь, влияет на количество света, пропускаемого через объектив, что влияет на освещенность получаемого изображения. В нашем случае нам достаточно было освещения от галогенных ламп, т.к. помещение небольшое (4×3 м) и присутствует хорошее естественное освещение (большие окна вдоль стены). Полученные результаты представим в виде изображений с различным диафрагменным числом – A при освещенности 145 люкс (рис. 1–4).

ГРИП = 200 мм; $\Gamma = 2,7$

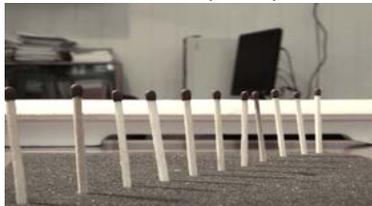


Рис. 1. $A = 40$

ГРИП = 40 мм; $\Gamma = 19,3$ м



Рис. 2. $A = 5,6$

ГРИПП = 200 мм; $\Gamma = 2,9$ м

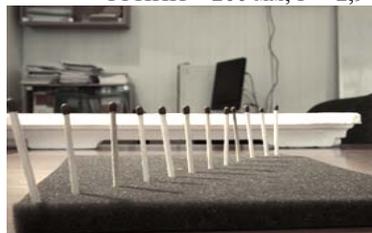


Рис. 3. $A = 22$

ГРИПП = 30мм; $\Gamma = 23$ м



Рис. 4. $A = 2,8$

В результате данной работы были получены следующие выводы:

1) Для получения «четкой» области изображения нужно выбрать оптимальное значение ГРИП, в данном случае ГРИПП = 200 мм, а соответственно диафрагма – $A = 40$.

2) При выборе диафрагмы необходимо учитывать освещенность объекта съемки, так как при закрытии диафрагмы она пропускает меньше света, и наоборот (возможно потребуются использовать системы подсветки).

3) Экспериментальные данные практически совпадают с теоретически рассчитанными параметрами.

Проведенный эксперимент позволил разработать методику вычисления точных численных значений основных параметров объектива для получения качественного изображения, необходимого нам для совершенствования установки по анализу бульбарной конъюнктивы.

ЛИТЕРАТУРА

1. CompArtStudio «Техника фотосъемки». URL: <http://www.compartstudio.com/photobook/07.htm>
2. Журнал о фотографии «Характеристики объектива». URL: <http://fototips.ru/teoriya/xarakteristiki-obektivov/>
3. Журавлева А., Кайдалова Ю. Справочник фотографа-любителя. М., 2000.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ МОБИЛЬНОГО УСТРОЙСТВА В ПРОСТРАНСТВЕ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ТЕХНОЛОГИИ ДОПОЛНЕННОЙ РЕАЛЬНОСТИ

Ф.Д. Михальков, аспирант каф. ТУ

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

г. Томск, ТУСУР, fixed.fred@gmail.com

Технология дополненной реальности добавляет к изображению реального мира виртуальные объекты. Использование технологии дополненной реальности упрощает отображение информации и делает его интуитивно понятным. Основная задача при реализации технологии дополненной реальности – определить взаимное расположение особого «маркерного» изображения и наблюдающей камеры или изменение положения наблюдающей камеры в пространстве. В данной статье описаны некоторые способы определения изменения положения наблюдающей камеры при реализации технологии дополненной реальности для мобильных устройств.

В настоящее время многие мобильные устройства имеют встроенное аппаратное обеспечение для определения положения устройства в пространстве. К такому аппаратному обеспечению относятся гироскоп, акселерометр, магнитный компас. Используя информацию, полученную от указанного аппаратного обеспечения, можно определять положение и ориентацию мобильного устройства в пространстве в любой момент времени.

Существует еще один подход к определению положения наблюдающей камеры в пространстве, т.н. пространственный трекинг (англ. – environment tracking). Этот подход основан на непрерывном анализе видеопотока, получаемого с камеры, и определяет изменение положения камеры на основе изменения положений «особых» точек. Под «особой» точкой пространства понимается такая точка в реальном мире, окрестность которой на изображении реального мира легко отличима от другой точки реального мира.

На рис. 1 приведена блок-схема алгоритма определения положения наблюдающей камеры. При анализе видеопотока в каждом кадре определяются особые точки изображения, для этого используется функция-детектор. В настоящее время чаще всего используется функция-детектор Харриса [1]. Для каждого пикселя изображения вычисляется значение особой функции отклика угла (corner response function), оценивающая степень похожести изображения окрестности точки на угол. Во многих случаях находится чересчур большое количество углов, из-за чего в дальнейшем их будет сложно отслеживать. Поэтому

вводится ограничение на минимальное расстояние между найденными особенностями и все лишние отбрасываются [2].



После определения всех особых точек на изображении необходимо отбросить те особые точки, качество которых ниже определенного порога. Фильтрация особых точек позволяет не учитывать те точки, которые могут определяться ошибочно, следовательно, повышается точность рассматриваемого алгоритма.

Рис. 1. Алгоритм определения положения наблюдающей камеры

Для оценки качества особой точки функция-детектор Харриса модифицируется и вводится пороговое значение качества особой точки λ . Отличие модифицированного детектора Харриса заключается в суммировании матриц по окну W (потенциальной особой точке) [3]. Для каждого пикселя изображения вычисляется матрица H :

$$H = \sum_W \begin{bmatrix} I_x^2 & I_x I_y \\ I_x I_y & I_y^2 \end{bmatrix},$$

где I – яркость изображения. Пиксель считается особенностью, если минимальное собственное значение матрицы H больше порогового значения:

$$\min(\lambda_1, \lambda_2) > \lambda.$$

При формировании списка особых точек к уже существующему списку особых точек добавляются найденные и отфильтрованные на предыдущих стадиях алгоритма особые точки. На этой стадии алгоритма вводится критерий актуальности особой точки. Если особая точка не определяется или не существует на изображении больше порогового времени τ_0 , то она считается неактуальной и удаляется из списка особых точек.

На этапе формирования списка особых точек происходит сопоставление найденных особых точек с уже существующими. При обнаружении соответствия между вновь найденной и уже существующей в списке особой точки определяется изменение положения особой точки. Для решения данной задачи используется алгоритм Tomasi–Kanade [4].

На следующем этапе алгоритма на основе информации об изменениях положений особых точек определяется изменение положения наблюдающей камеры в пространстве. Для этого используется алгоритм, описанный в [1].

ЛИТЕРАТУРА

1. Козырева А.В. Определение координат мобильного устройства в пространстве на основе изображений, получаемых от его видеокамеры [Электронный ресурс] // Проблемы интеллектуализации и качества систем информатики. 2006. № 13. Режим доступа: http://www.iis.nsk.su/files/articles/sbor_kas_13_kozyreva_1.pdf, свободный (дата обращения: 02.03.2014).

2. Конушин А. Слежение за точечными особенностями сцены [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://ict.edu.ru/ft/002409/num4pntrac.pdf>, свободный (дата обращения: 27.02.2014).

3. Shi J. Good features to track / J. Shi, C. Tomasi // IEEE Conference of Computer Vision and Pattern Recognition. 1994 [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.ai.mit.edu/courses/6.891/handouts/shi94good.pdf>, свободный (дата обращения: 05.03.2014).

4. Kanade T. Detection and tracking of point features [Электронный ресурс] / TR Carnegie-Melon University. 1991. Режим доступа: <http://www.lira.dist.unige.it/teaching/SINA/slides-current/tomasi-kanade-techreport-1991.pdf>, свободный (дата обращения: 03.04.2014).

МЕТОДЫ НЕЛИНЕЙНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ

А.В. Подгородецкий, аспирант каф. ТУ

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

г. Томск, ТУСУР, tdrun@mail.ru

Линейные алгоритмы фильтрации приводят к сглаживанию резких перепадов яркости изображений, прошедших обработку. Линейные процедуры являются оптимальными при гауссовом распределении сигналов, помех и наблюдаемых данных. Обычно этому условию отвечают шумовые помехи на изображениях, поэтому при их подавлении линейные алгоритмы имеют высокие показатели эффективности. Например, задача обработки изображения состоит в выявлении границ объекта, но линейная фильтрация не всегда подходит для ее решения [1].

Медианный фильтр относится к нелинейным пространственным фильтрам, основанным на порядковых статистиках. Данный фильтр эффективен при фильтрации импульсных шумов. Медиана набора чисел есть такое число ξ , что половина чисел из набора меньше или равны ξ , а другая половина больше или равна ξ . Например, пусть мы имеем на входе медианного фильтра девять значений: 5, 10, 10, 15, 10, 30, 15, 10, 40 [2]. После упорядочивания мы получаем следующее выражение:

$$y(n) = \text{median}\{5, 10, 10, 10, 10, 15, 15, 30, 40\} = 10.$$

Из примера, показанного на рис. 1, видно, что после подавления шума медианным фильтром изображение сохранило необходимую резкость и перепады яркости, что является особо важным, если необходимо найти дефекты исследуемого объекта.

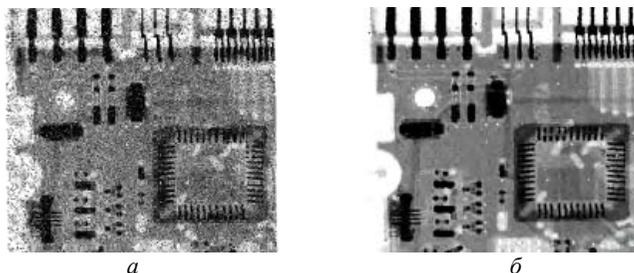


Рис. 1. Рентгеновский снимок платы, искаженный импульсным шумом – а. Подавление шума медианным фильтром по окрестности 3×3 – б

Гомоморфная фильтрация – это обобщенная техника для цифровой обработки сигналов и изображений. Принцип работы данного метода фильтрации заключается в нормализации яркости изображения и увеличении его контрастности. Яркость изображения можно считать низкочастотной составляющей, так как освещенность меняется в пространстве достаточно медленно, а само изображение можно считать более высокочастотным сигналом [3].

Гомоморфные фильтры находят применение в тех приложениях, где выходной сигнал формируется в виде произведения двух различных сигналов [3]. Например, изображение может быть представлено в виде произведения освещенности и коэффициента отражения [4]:

$$f(x, y) = i(x, y) r(x, y),$$

где $i(x, y)$ – интенсивность света, падающего на объект с пространственными координатами (x, y) ; $r(x, y)$ – коэффициент отражения от объекта для тех же координат (x, y) .

С помощью гомоморфных фильтров мы можем обрабатывать компоненты $i(x, y)$ и $r(x, y)$ отдельно, т.е. можно, например, работать с

частотной составляющей коэффициента отражения, не влияя на частотную составляющую освещенности [3]:

$$z(x, y) = \ln(f(x, y)) = \ln(i(x, y)) + \ln(f(x, y)).$$

После логарифмирования мы получаем вместо произведения компонентов их сумму и можем использовать линейную фильтрацию для обработки изображения. На рис. 2 схематически представлен данный метод обработки изображений, где $g(x, y)$ – изображение после обработки, $(\text{ДПФ})^{-1}$ – обратное преобразование Фурье [2, 4].

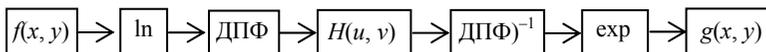


Рис. 2. Метод гомоморфной фильтрации для обработки изображений

После логарифмирования каждый компонент подвергается обработке, используя дискретное преобразование Фурье и передаточную функцию $H(u, v)$ [1].

Обработка изображения гомоморфным фильтром, форма передаточной характеристики которого имеет вид графика на рис. 3, привела к уменьшению динамического диапазона для ярких областей с одновременным увеличением контраста, что позволило выявить детали внутреннего помещения.

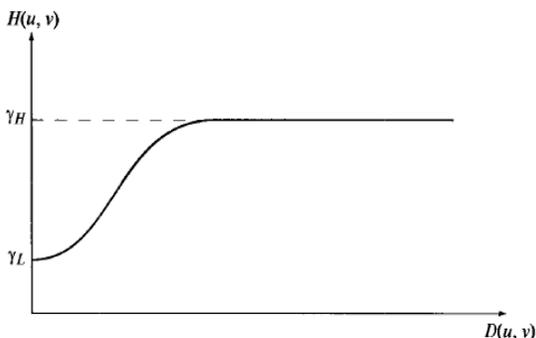


Рис. 3. Передаточная характеристика фильтра:

γ_L – освещенность;

γ_H – коэффициент отражения

Рисунок 4 демонстрирует результат гомоморфной фильтрации. На рис. 4, а на фоне ярких наружных стен детали внутри помещения не различимы.

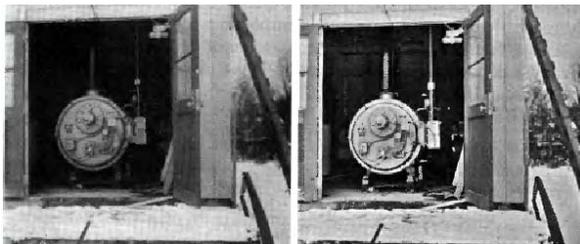


Рис. 4. Исходное изображение – а; обработанное методом гомоморфной фильтрации, – б

а

б

ЛИТЕРАТУРА

1. Кафедра оптики [Электронный ресурс]. URL: http://aco.ifmo.ru/el_books/image_processing/7_03.html (дата обращения: 05.03.2014).
2. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений: М., 2005. 1072 с.
3. Академик [Электронный ресурс]. URL: <http://dic.academic.ru/dic.nsf/guwiki/1372070> (дата обращения: 05.03.2014).
4. Сорокин С.В., Щербаков В.А. КиберЛенинка – научная электронная библиотека [Электронный ресурс]. URL: <http://cyberleninka.ru/article/n/sravnitelnyu-analiz-metodov-nelineynoy-filtratsii-signalov-i-izobrazheniy> (дата обращения: 05.03.2014).

ПРИЛОЖЕНИЕ ДЛЯ РАСЧЁТА ШИРИНЫ ЛИНИИ С КОНТРОЛИРУЕМЫМ ИМПЕДАНСОМ

В.К. Салов, аспирант каф. ТУ

*Научный руководитель А.М. Заболоцкий, к.т.н., с.н.с. каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, red_cat@ms.tusur.ru*

При разработке радиоэлектронной аппаратуры, в частности сверхвысокочастотных устройств и высокоскоростных интерфейсов вычислительной техники, необходим расчёт параметров линий передачи. Например, контроль значения волнового сопротивления осуществляется для минимизации отражений и неискаженной передачи сигналов. Часто при этом возникает задача, в которой толщины и значения диэлектрической проницаемости поперечного сечения (часто называемого стеком) печатной платы известны, а ширина линии неизвестна и может быть легко изменена. Удобными инструментами для подобных расчётов являются специализированные приложения-калькуляторы.

Целью работы является создание приложения-калькулятора, в котором из заданных параметров стека и значения волнового сопротивления рассчитывается ширина линии передачи. Интерфейс приложения при этом должен обеспечивать легкий и удобный ввод параметров стека.

Для обеспечения требований к волновому сопротивлению Z линий передачи (50 Ом для радиотракта и 100 Ом для дифференциальных пар) на основе системы TALGAT [1] создано приложение-калькулятор для расчёта ширины линии передачи w для восьми вариантов поперечного сечения печатной платы.

Графический интерфейс для ввода пользовательских данных основан на модуле DHTML-диалогов. При выполнении скрипта открывается диалоговое окно, в котором пользователь выбирает поперечное

сечение структуры (рис. 1). После выбора стека открывается окно ввода параметров (рис. 2). После ввода параметров необходимо нажать на кнопку «Найти w», в результате чего рассчитывается ширина линии w такая, чтобы волновое сопротивление было близко к заданному. Ответ выводится в консоль приложения или отдельное окно (по желанию пользователя).

Алгоритм поиска ширины линии основан на методе бисекции. Оператором нелинейного уравнения, для решения которого используется метод, является зависимость волнового сопротивления от ширины линии передачи $Z(w)$. Значение Z при этом рассчитывается из поперечного сечения структуры методом моментов [2]. Максимальное количество итераций метода задано равным 10.

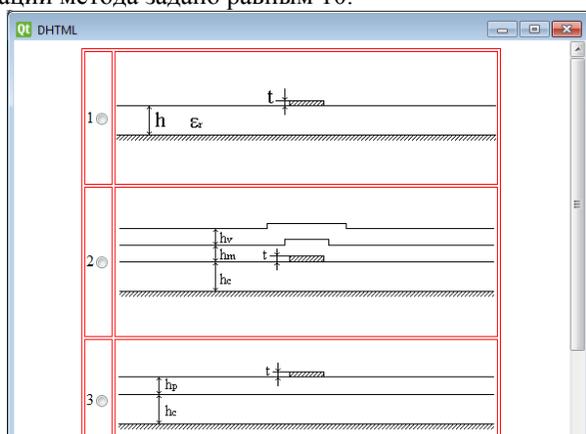


Рис. 1. Диалоговое окно выбора поперечного сечения структуры

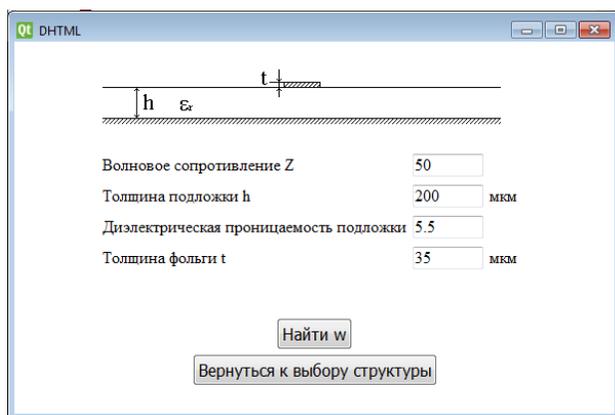


Рис. 2. Окно ввода параметров поперечного сечения одиночной линии

Аналогичный калькулятор создан для расчёта ширины связанной линии передачи с заданным дифференциальным волновым сопротивлением. К описанным выше параметрам добавлено поле для задания расстояния между проводниками (рис. 3).

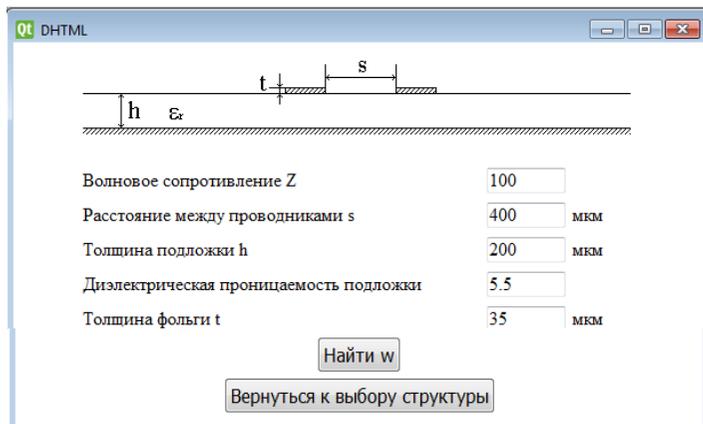


Рис. 3. Окно ввода параметров поперечного сечения связанной линии

Работа выполнена в рамках реализации Постановления Правительства РФ от 09.04.2010 г. № 218, договор от 12.02.2013 г. №02.G25.31.0042.

ЛИТЕРАТУРА

1. Свидетельство о государственной регистрации программы для ЭВМ № 2013619615. TALGAT 2012. Заявка № 2013617773. Дата поступления 29 августа 2013 г. Зарегистрировано в Реестре программ для ЭВМ 11 октября 2013 г. / Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т. и др.
2. Газизов Т.Р. Уменьшение искажений электрических сигналов в межсоединениях / Под ред. Н.Д. Малютина. Томск: Изд-во НТЛ, 2003. 212 с.

ФОРМИРОВАНИЕ КАЧЕСТВЕННОЙ СИСТЕМЫ ПРОФЕССИОНАЛЬНОЙ ОРИЕНТАЦИИ КАК ВАЖНЕЙШЕГО ФАКТОРА СОЦИАЛИЗАЦИИ ШКОЛЬНИКОВ

И.В. Манягина, Л.А. Мачехина, студентки каф. ТУ

*Научный руководитель А.Э. Лебедева, ст. преподаватель каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, irina.manyagina@mail.ru, machekhina.luba@gmail.com*

Одной из главных задач современного образования является обеспечение социальной адаптации обучающихся, приспособление к реальным условиям жизни и к различным видам деятельности, в число

которых входит трудовая деятельность. Процесс усвоения индивидом определенных знаний, норм и ценностей, позволяющих ему функционировать в качестве полноправного члена общества, называется социализацией [1].

Проблема социализации получила достаточно широкое распространение в настоящее время. Так как полноценная социализация не может осуществляться без трудовой деятельности, не оставляет сомнений то, что профессиональная ориентация имеет огромное значение в выборе жизненного пути. Она трактуется как система равноправного взаимодействия личности и общества, на определенных этапах развития человека соответствующая его личностным особенностям и запросам рынка труда. Её результатом является профессиональное самоопределение человека [2].

Выбор будущей профессии всегда был одним из важнейших и серьезных этапов в жизни человека. Французский мыслитель Сен-Симон писал: «Причина почти всех неурядиц в обществе – это неудавшиеся призвания, насилия над склонностями, навязанные профессии и происходящие отсюда недовольствия и злобные страсти» [3].

В жизни каждого школьника наступает момент, когда он должен определиться с выбором сферы деятельности. «Кем я хочу быть? Куда поступать?» – вопросы, которые волнуют старшеклассников. Но решаются они нередко на уровне интуиции, поверхностных впечатлений, советов родителей или друзей. В современных изменчивых и нестабильных условиях ответам на эти вопросы следует уделять особое внимание. Подготовка в выборе специальности важна потому, что она является неотъемлемой частью всестороннего развития личности, а также имеет принципиальное значение для развития государства. Зачастую именно от выбора профессии зависит то, как человек проживет свою жизнь: активно и творчески или пассивно и равнодушно. Необдуманный, неправильный выбор порождает ряд проблем: нежелание работать по полученной специальности, неудовлетворенность от результатов работы и процесса труда, затруднения в самореализации и др. На решение этих проблем направлена профориентационная работа со школьниками. Актуальность и необходимость профориентационной работы заключается в том, что она является важнейшим средством формирования профессионального самоопределения, которое включает в себя отношение к профессии и мотивы её выбора.

Целью данного исследования является рассмотрение профессиональной ориентации как важнейшего фактора социализации школьников. Для поставленной цели определены следующие задачи: анализ профориентационной деятельности России в прошлом и настоящем

времени, рассмотрение зарубежного опыта и представление оптимальных методов решения данной проблемы.

В период 1990-х годов школьная профориентация была почти разрушена. Министерство образования РФ почти отказалось от этой деятельности, а в Министерстве труда и подчиненных ему службах занятости населения «работа с молодежью» обозначалась как «дополнительная услуга». Резко сократилось финансирование школ и особенно профориентации. В 1991 г. вышел ФЗ «О занятости населения в Российской Федерации», где школьную ориентацию не запрещали, но она из школы фактически переводилась в центры занятости [4].

На сегодняшний день в городах России нет единой системы профориентации молодежи. Школьники практически не получают информации о рынке труда, о построении успешной карьеры, о своих правах и обязанностях в трудовой сфере. Это во многом связано с отсутствием единой нормативно-правовой базы. Федеральные ведомства сняли с себя ответственность за профориентацию и передали все на уровень регионов. В общеобразовательных школах обязанностей в помощи по выбору будущей профессии у педагогов и психологов нет [5]. В Томске существуют организации, которые одним из видов своей деятельности указывают кадровую ориентацию школьников. Работа этих объединений направлена на сообщение учащимся о различных профессиях, потребностях в кадрах, условиях труда, на выявление индивидуальных способностей и интересов, но ее нельзя считать достаточной, поскольку важно не только существование таких организаций, но и занятия со школьниками в образовательных учреждениях.

Рассмотрим зарубежный опыт деятельности, направленной на выбор профессии. Школьная профориентация является составной частью системы подготовки в выборе трудовой деятельности Великобритании. В английских школах существует практика создания мини-предприятий, на которых учащиеся определяют вид производимой продукции или оказываемых услуг, проводят маркетинг, осуществляют продажи [6].

Кадровая ориентация школьников во Франции имеет информационную направленность. Большое внимание уделяется всестороннему изучению индивидуальных особенностей каждого ученика, выявлению преобладающих у него интересов и склонностей [7].

В Японии подготовка к карьере происходит путем вооружения учащихся основными знаниями о профессиях, развития у учеников мастерских навыков и умений, развития способности выбирать учебные курсы, отвечающие выбранному профессиональному пути [8].

Анализируя системы подготовки школьников в выборе профессии в зарубежных странах, можно сделать вывод о том, что в развитых

странах уделяется большое внимание профессиональной ориентации. Подготовка в выборе направлений деятельности формирует самостоятельность, развивает интересы, склонности и умения.

Для решения проблемы ориентации школьников в выборе профессии необходимо ввести обязательный, специальный предмет в школьную программу по направлению в выборе будущей сферы деятельности. Преподаватель кафедры психологии труда психологического факультета МГУ В.В. Пчелинова объясняла [9]: «Выбор профессии – это такая же дисциплина, как география, но если географию в школе пять лет преподают, то про профориентацию и пяти минут не говорят. Получается, что предмет они не проходили, а сдавать его требуется». Помимо введения дополнительных часов в школьной программе, необходимо вводить мероприятия по профессиональной ориентации учащихся. К таким мероприятиям можно отнести: тестирования, тренинги, экскурсии в компании, а также формирование лагерей профессий, на которых школьники имели бы возможность «примерить» на себя различные профессии, в зависимости от своих предпочтений.

Новый подход к организации деятельности по профессиональной ориентации в школах приведет к успешной социализации учащихся и трудовому самоопределению личности. Это будет иметь значение как для отдельного человека, так и для государства в целом.

В целом ситуация в стране явно требует поиска и реализации новых подходов к социализации школьников. В процессе данного исследования представлены рекомендации по осуществлению улучшения качества профориентационной системы. Проблема остается актуальной по сегодняшний день и требует большой работы по ее решению и внедрению.

ЛИТЕРАТУРА

1. Википедия. Социализация [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://ru.wikipedia.org/wiki/Социализация>.
2. Чистякова С.Н., Пряжников Н.С., Родичев Н.Ф. Проблемы и перспективы развития отечественной профориентации на современном этапе. М., 2011.
3. В.Е. Шамыкаева. Значение правильного выбора профессии [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://mybloginfo.ru/the-world-jobs/359-znachenie-pravilnogo-vybora-professii.html>
4. Бюро профориентации. История профориентации в России [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://prof-buro.ru/rus/O-proforientatsii/Istoriya-proforientatsii-v-Rossii/>
5. Психологическая газета. Профессиональна ориентация в России. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.psy.su/interview/2340/>
6. Гриншпун С.С. Организация профориентации школьников в Великобритании // Педагогика. 2005. № 7. С. 100–105.

7. Гриншпун С.С. Опыт создания государственной службы профориентации во Франции // Педагогика. 2004. № 7. С. 85–91.
8. Файзрахманова А.Л. Использование зарубежного опыта в профориентационной деятельности // Молодой ученый. 2013. №8. С. 442–444.
9. Семенов А. Профориентация за рубежом [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://7x7-journal.ru/post/18916>.

СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ К ОРГАНИЗАЦИИ ПРЕДПРИЯТИЯ ЗДОРОВОГО ПИТАНИЯ

А.В. Парёнкина, Д.А. Мозгова, студентки каф. ТУ

Научный руководитель А.Э. Лебедева, ст. преподаватель каф. ТУ

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

*Проект ГПО ТУ-1401 – «Современные подходы к организации
предприятия здорового питания»*

Множество книг о сбалансированном питании подталкивают большинство людей на приготовление здоровой пищи, что в домашних условиях не составит большого труда. Но в условиях общежития это сделать крайне сложно, а зачастую невозможно вовсе. В связи с этим студенты вынуждены питаться в точках фастфуда, еда в которых просто разрушает наш организм. А для его сохранения и укрепления необходимо вести здоровый образ жизни.

Здоровый образ жизни – образ жизни отдельного человека с целью профилактики болезней и укрепления здоровья. ЗОЖ – это концепция жизнедеятельности человека, направленная на улучшение и сохранение здоровья с помощью соответствующего питания, физической подготовки, морального настроя и отказа от вредных привычек. Здоровый образ жизни помогает выполнять цели и задачи, успешно реализовывать свои планы, справляться с трудностями, а если придется, то и с колоссальными перегрузками. Крепкое здоровье, поддерживаемое и укрепляемое самим человеком, позволит ему прожить долгую и полную радостей жизнь. Если же человек не ведет здоровый образ жизни, у него появляется масса проблем со здоровьем. И, конечно же, самая главная проблема, встающая на пути такого человека, это избыточный вес, полученный вследствие халатного подхода к рациону своего питания.

Различных точек общепита, конечно же, в больших и малых городах великое множество. Но речь пойдет о создании кафе, где вся пища будет не просто диетической, а именно правильной, т.е. приготовлена строго по рецепту и содержит именно витамины, а не просто вкусовые качества. Люди, которые захотят оставаться всегда молодыми и здоровыми, обязательно обратят внимания на это кафе.

Цель: Снизить проблемы, связанные со здоровьем и улучшить качество жизни населения путем внедрения правильного питания как залога успешного будущего населения.

Задачи:

1. Обратить внимание властей на ведение нездорового образа жизни у большинства населения.
2. Пропаганда здорового образа жизни среди населения.
3. Привлечение внимания инвесторов для финансирования проекта.

Актуальность данной темы обусловлена тем, что в нашей стране не так давно стал активно пропагандироваться здоровый образ жизни. В связи с этим у людей возникло желание и правильно питаться, но, к сожалению, такая возможность предоставляется крайне редко. Очевидно, что сегмент рынка здорового питания остается фактически нетронутым ввиду боязни инвесторов нерентабельности и неконкурентоспособности организации предприятия правильного питания, когда, в свою очередь, мировые марки фастфуда укрепляли свое положение на мировом рынке с каждым годом. Разумеется, как и все новое, это будет даваться нелегко, но в конечном итоге это найдет отклик у потребителя и сможет достойно конкурировать с ведущими марками фастфуда.

Серьезность данной проблемы доказывается тем, что половина россиян страдает от избыточного веса, у 15–20% из них – ожирение. Таковы последние данные исследования, проведенного НИИ питания РАМН. С каждым годом население России прибавляет в весе по 3%. Врачи считают виновным неправильное питание – переход на нездоровую и быструю пищу в больших количествах. На данный момент рацион питания россиянина примерно на 60% состоит из мучных продуктов в той или иной мере. Доля овощей и фруктов при этом составляет порядка 30%. Хотя в идеале они должны большей частью преобладать над мясными, мучными и жирными продуктами. Но все же большинство людей много внимания уделяют своему питанию. Ведь ни для кого не секрет, что население нашей страны не только любит выпить, как считают иностранцы, но и хорошо поесть. Но питание должно быть правильным, и это помогает сохранить наше здоровье.

Однако, несмотря на всю статистику, полученную НИИ питания РАМН, сети фастфудов продолжают свою активную деятельность, а власти тем временем абсолютно не препятствуют этому. В Томске собираются открывать сеть быстрого питания McDonald's. И.о. первого заместителя мэра Томска Е. Паршуту выразил мнение, что McDonald's точно зайдет в Томск. «Если они наметили линию в Томске, то никто уже этого процесса остановить не сможет», – пояснил он. Из этих слов можно сделать вывод о том, что власть и не собирается предпринимать

каких-либо действий по остановке процесса внедрения в Томск сети нездорового питания. Вероятно, местные власти озадачены, прежде всего, успехами бизнеса, а не здоровьем и благополучием своих граждан. Остановить этот процесс сможет только открытие предприятия правильного питания. Но для этого нужны финансовые вложения. Необходимо привлечь инвесторов, заинтересованных в выгодных и успешных проектах, и тогда это принесет пользу как бизнесу, каждому отдельному человеку, так и будущему нашей нации в целом.

В Томске большой процент населения составляет молодежь. В основном это студенты, которые ведут активный образ жизни, при этом зачастую забывая о своем здоровье. В перерывах большинство перекусывает в заведениях быстрого питания. В Томске просто нет таких мест, которые могли бы предоставить широкий выбор и возможность приобрести быструю, вкусную, а самое главное, здоровую пищу. Эта очень серьезная проблема не только нашего города, но и мира в целом, которая нуждается в незамедлительном решении.

ЛИТЕРАТУРА

1. Назарова Е.Н., Жилов Ю.Д. // Здоровый образ жизни и его составляющие. М.: Изд. центр «Академия», 2007. 256 с.
2. Официальный сайт. Аргументы и факты [Электронный ресурс]. Электрон. дан. Томск, 2014. URL: <http://www.aif.ru/health/food/227426> (дата обращения: 28.02.2014).
3. Официальный сайт. Риа Новости [Электронный ресурс]. Электрон. дан. Томск, 2014. URL: <http://ria.ru/tomsk/20131024/972245025.html> (дата обращения: 28.02.2014).
4. Сайт Международного общественного движения «Здоровая планета» [Электронный ресурс]. Электрон. дан. Томск, 2014. URL: <http://www.zdorovaja- planeta.ru/zdorovyj-obraz-zhizni-zozh/> (дата обращения: 28.02.2014).

ВНЕДРЕНИЕ МЕТОДОЛОГИИ LEAN НА ПРЕДПРИЯТИЯ

М.А. Полтанова, Н.Д. Ткаченко, студентки

Научный руководитель А.Э. Лебедева, ст. преподаватель

г. Томск, ТУСУР, каф ТУ, mashapoltanova@gmail.com

*Проект ГПО-1102 – «Использование методологии LEAN
для продвижения на рынок «Talgar System»*

В наше время существует большое количество организаций, которые не в состоянии реализовать свой бизнес на большом рынке. Одной из причин является не столько отсутствие знаний у руководителей или возможности для реализации, сколько нежелание пробовать что-то новое, внедрять инновационные технологии.

Так, для того чтобы предостеречь компании от возможных рисков и потерь, в западных странах уже не один десяток лет применяется методология LEAN. В России же она только набирает популярность.

Концепция управления LEAN считается одной из наиболее перспективных моделей развития организации. Это методология, в которой эксперименты стоят выше тщательного планирования, отзывы клиентов – важнее интуиции, а постоянные корректировки заменяют традиционный подход, когда продукт разрабатывается от начала до конца до проверки рынком.

Система LEAN позволяет с минимальными затратами не только наводить порядок на предприятии (повышать производительность, снижать издержки, снижать уровень брака), но и помогает реализовывать сложные инновационные задачи и повышать их эффективность в производстве и организации за счет изменения сознания и отношения работников к своему делу.

Ключевые партнеры	Ключевые работы	Предлагаемые ценности	Взаимоотношения с клиентами	Целевые группы потребителей
Кто наши ключевые партнеры? Кто наши ключевые поставщики? Какие ключевые ресурсы мы получаем от наших партнеров? Какие ключевые работы выполняют наши партнеры?	Какие ключевые работы требуются нашим предлагаемым ценностям? Наши каналы сбыта? Взаимоотношения с клиентами? Источники доходов?	Какую ценность мы даем нашим потребителям? Какую из проблем наших потребителей мы помогаем решить? Какой набор продуктов и услуг мы предлагаем для каждой целевой группы? Какие нужды потребителя мы удовлетворяем? Каким должен быть минимальный жизнеспособный продукт?	Каким образом мы формируем, удерживаем и увеличиваем клиентскую базу? Какие взаимоотношения мы установили с клиентами? Как они интегрированы с остальными пунктами нашей бизнес-модели? Насколько они затратные? Каналы Посредством каких каналов наши целевые потребители хотят иметь связь? Как в данный момент связываются с ними другие компании? Какие из каналов работают лучше всего? Какие из каналов наиболее рентабельны? Как мы их интегрируем в уже установленный порядок работы с потребителем?	Для кого мы создаем ценность? Кто наши наиболее ценные потребители? Портрет потребителя?
	Ключевые ресурсы Какие ключевые ресурсы необходимы нашим предлагаемым ценностям? Наши каналы сбыта? Взаимоотношения с клиентами? Источники доходов?			
Структура затрат		Источники доходов		
Какие наиболее важные затраты обязательно нужно учесть в нашей бизнес-модели? Какие из ключевых ресурсов самые дорогие? Какие из ключевых работ самые дорогие?		За какие ценности наши потребители действительно будут платить? За какие они платят в данный момент? Как выглядит модель доходов? Какие из ценовых политик применимы?		

Рис. 1. Схема гипотез

Каковы же принципы данной методологии? Во-первых, постоянно выдвигаются гипотезы (рис. 1). Каждая гипотеза проходит цикл: возникновение гипотезы (идеи) – проведение экспериментов и разработка того функционала, который позволит узнать что-то новое – изучение реакции рынка – анализ результатов [1].

Во-вторых, важным моментом является обратная связь от клиентов, благодаря которой продукт совершенствуется раз за разом. Создается продукт, который точно будет востребован.

В-третьих, практикуется «гибкая разработка» (метод постепенного создания минимального продукта).

В 2010 г. одно из подразделений компании по производству элементов питания GE разработало новую батарею, которая могла значительно изменить отрасль. Но руководство решило не строить еще одну фабрику и не запускать новый продукт традиционным путем, а применило методологию LEAN. Для обсуждения нового продукта были организованы встречи с возможными клиентами (десятками международными компаниями). Благодаря обратной связи руководство серьезно изменило свое понимание целевой аудитории. GE отказалась от одного из первоначальных целевых сегментов (дата-центров) и обнаружила новый сегмент – коммунальные службы. В итоге GE инвестировала \$100 млн в производство аккумуляторов в штате Нью-Йорк и открыла его в 2012 г.

Таким образом, ни одно предприятие, будь то зарубежное или российское, являющееся поставщиком или выпускающее конечную продукцию, какой бы поддержкой оно не пользовалось, не сможет выжить без эффективного управления процессами, без постоянной работы над снижением потерь. Внедрение методологии LEAN и умелое использование ее инструментов позволит значительно увеличить не только конкурентоспособность предприятия в любой сфере бизнеса, но и всей страны в целом [2].

ЛИТЕРАТУРА

1. Бланк С., Дорф Б. Стартап. Настольная книга основателя. М.: Альпина Паблишер, 2013.
2. Эффективный менеджер. Взгляды и иллюстрации. Хрестоматия: пер. с англ. / Подгот. Дж. Билсберри. 5-е изд., стер. Жуковский: МИМ ЛИНК, 2001.

СВОЕВРЕМЕННОЕ ПЛАНИРОВАНИЕ И ПРИМЕНЕНИЕ ИННОВАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ КАК ОСНОВА УСПЕШНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ ПРЕДПРИЯТИЙ СЕРВИСА

Е.И. Спирина, А.С. Фролова, студентки

Научный руководитель А.Э. Лебедева, ст. преподаватель

г. Томск, ТУСУР, каф. ТУ

Неспособность своевременно выявлять и реорганизовывать производственный механизм управления в соответствии с изменениями на рынках приводит даже крупнейшие компании-производители, предприятия сервиса к полнейшему краху.

Актуальность данной темы исследования неоспорима. Сегодня каждое предприятие сервиса самостоятельно ставит перед собой цели и задачи, приобретает финансовые и иные ресурсы, принимает важные решения, следовательно, нуждается в непрерывном анализе принятых решений, оперативном реагировании на изменения на рынках и в предпочтениях клиентов. Именно разработка стратегии и постоянное отслеживание ситуации являются залогом успешного функционирования предприятия сервиса.

Целью исследования является доказательство важности разработки стратегии действий в соответствии с изменениями на рынке для предотвращения ошибок в деятельности и банкротства предприятия.

Определены следующие задачи: сравнить деятельность компаний «Eastman Kodak» и «Fujifilm» в период перехода от пленочной фотографии к цифровой и выявить причины банкротства компании «Eastman Kodak»; на примере банкротства компании «Eastman Kodak» рассмотреть возможные ошибки в деятельности предприятий сервиса.

В практике предприятий сервиса известны факты несвоевременности или ошибочного суждения, когда решения, казавшиеся абсолютно правильными в момент их принятия, оказывались в корне неверными.

Компания «Eastman Kodak» за первый век своего существования поднялась до уровня одного из крупнейших в мире производителей фотоаппаратов, фотоматериалов и устройств для печатания фотографий. Компания, не видя перспектив цифровой фотографии, продолжала работать с пленочными технологиями. Только в конце 90-х «Kodak» развивается на рынке цифровой фотографии и в 2001 г. выходит на второе место в США по продажам цифровых камер, но в отличие от остальных лидеров рынка «Kodak» не зарабатывает на камерах и теряет свой капитал. Некоторое время убытки компенсировались прибылями других подразделений, но последним прибыльным годом для «Kodak» стал 2007. В начале 2012 г. «Kodak» признал себя банкротом.

Для «Kodak» существуют два источника неприятностей: цифровая фотография и компания «Fujifilm». Компания «Fujifilm» на протяжении всей истории выделяется оперативным подходом и своевременной разработкой необходимых планов развития в кризисных условиях.

В то время как «Kodak» претерпевает неудачи, ее давний конкурент «Fujifilm» преуспевает.

Обе фирмы впоследствии видели свой традиционный бизнес уже устаревшим. Но тогда когда «Kodak» не смогла правильно приспособиться на рынке, «Fujifilm» превратила себя в единственного монополиста, разработав для себя некую стратегию действий, состоящую из трех стадий: получить как можно больший доход от фотопленки, под-

готовиться к переходу от фотопленки к цифровой фотографии, развивать новые сферы деятельности.

Сравнивая становление компаний в сложный период перехода от пленочной фотографии к цифровой, мы делаем вывод, что большую роль в дальнейшем позиционировании той или иной компании на рынке играет своевременное планирование будущей организационной деятельности предприятия сервиса. Любое предприятие сервиса становится банкротом, по причине неспособности заблаговременно выявлять и оперативно реагировать на технологические инновации, изменения на рынках и во вкусах клиентов.

Необходимо постоянно быть готовым перестроить свою деятельность в соответствии с ситуацией на рынке. В ином случае предприятие рискует стать банкротом.

Таким образом, возможными ошибками на предприятии сервиса могут стать:

- самоуверенность в правильности принимаемых решений, успех в бизнесе ослепляет, не давая выявить возможности;
- появление сильного конкурента на рынке;
- быстрый провал продукта по причине появления продукта более широкого применения;
- неумение быстро перестраивать деятельность компании в случае необходимости;
- пренебрежение инновационными технологиями.

Разработка стратегии действий и постоянное следование нововведениям на рынке имеет огромное значение для любого предприятия сервиса. Выстраивая новую тактику, успешно следуя ей, у компании появляется возможность найти новые источники дохода и успешно функционировать на своем рынке.

Данное исследование показывает, что для успешного функционирования на рынке и предотвращения неожиданного банкротства необходимо придерживаться определенной стратегии действий:

- расширение отраслей, в которых работает компания;
- непрерывное проведение маркетинговых исследований, составление прогнозов;
- использование передовых информационных технологий;
- постоянное отслеживание качества товара (услуги);
- анализ финансового состояния;
- пересмотр ассортиментной политики;
- выбор стратегических инвестиций;
- сокращение времени старта новых направлений деятельности;

- вывод на рынок продуктов и услуг, еще не представленных в России, как основа конкурентного преимущества;
- рациональное использование всех возможных источников дохода;
- тщательный подбор персонала, в том числе и для работы в новых отраслях;
- отслеживание управленческой командой художественно оформленного наименования предприятия, его логотипа, фирменного знака, который может превратиться в общепризнанный брэнд фирмы;
- недопущение возникновения острых конфликтов в коллективе сотрудников предприятия.

Строгое следование каждой позиции не является обязательным для организации, но в целях сохранения производства необходимо придерживаться отдельных положений стратегии с учетом своей специфики.

ЛИТЕРАТУРА

1. Савкина Р.В. Планирование на предприятии М.: Дашков и К, 2013. 313 с.
2. Репин В. Бизнес-процессы. Моделирование, внедрение, управление // Маркетинг, PR, реклама. М.: Манн, Иванов и Фербер, 2013. 17 с.
3. История бренда «Kodak» [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.kodak.com> (дата обращения: 6.12.13).
4. FUJIFILM 2009. Планы развития и новые уникальные продукты [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.fujifilm.by/article-31.html> (дата обращения: 17.12.13).

«TALGAT SYSTEM». АЛГОРИТМ ВНЕДРЕНИЯ НОВОГО ПРОДУКТА НА РЫНКЕ

А.П. Шумейко, Е.Л. Шмакова, студенты 3-го курса

Научный руководитель А.Э. Лебедева

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

Большое количество предприятий (начинающих компаний) сталкиваются с проблемой организации вывода на рынок нового продукта. Как правильно организовать этот процесс и какой алгоритм действий применить, знают не многие. Целью работы является исследование и выбор наиболее удобных алгоритмов внедрения нового продукта на рынок.

Научная лаборатория на базе Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, основанная на двадцатилетних разработках профессора, доктора технических наук Т.Р. Газизова, столкнулась именно с этими обстоятельствами [1].

Выполняя разработку и создание современной электроники, возникает проблема согласования взаимной работы компонентов и сигналов, которые появляются во время разработки и создания современной электроники. Каждое электронное устройство содержит печатную плату с компонентами. Проект печатной платы импортируется в систему «Talgat System», указываются настройки сигналов и внешних помех. После выполнения моделирования инженеру отображаются проблемные участки печатной платы, создающие помехи и мешающие соседним устройствам. Моделирование позволяет оперативно решить данную проблему, что в свою очередь значительно экономит время и средства на разработку прототипа. Также результаты моделирования имеют высокую точность, что подтверждается измерениями.

«Talgat System» по своим похожим функциональным признакам не один на рынке электроники. Поэтому чтобы не потерять своих нынешних клиентов и приобрести будущих при выводе продукта на рынок, а также сохранить позиции на рынке, необходимо провести анализ рынка, т.е. использовать определенный алгоритм действий.

Для того чтобы понять, какие потребности способен удовлетворить новый продукт, одной из первых стадий является определение гипотез, ключевых свойств, с помощью которых он будет конкурентоспособным, а также выявление проблем, которые он будет решать.

Еще важно не забывать об обратной связи с будущими потребителями (клиентами). Именно на этой стадии можно получить большую информацию о данном продукте и о том, каким его хотят видеть потребители. Следующим важным моментом является составление бизнес-модели, которая дает возможность взглянуть на все составляющие, которые включают в себя: деление рынка на сегменты, определение ключевых активностей и ресурсов, источники доходов, поиск ключевых партнеров и т.д. (рис. 1).

Опираясь на предыдущие исследования, следует провести оценку предполагаемого финансового результата, который включает в себя прогноз продаж, экономическую эффективность проекта (нового продукта), затраты на материальные, трудовые, финансовые и прочие виды ресурсов, необходимых для реализации проекта.

Даже уже после вывода продукта на рынок нельзя забывать об обратной связи с целевой аудиторией. На основании полученных данных нужно корректировать дальнейшие действия для максимального достижения целей.

Будущие специалисты в области сервиса, помогая команде, которая занимается технической частью проекта «Talgat System», проанализировав рынок, выдвинули гипотезы, провели обратную связь с будущими потребителями, составили бизнес-модели, разделили рынок на сегменты, по которым определили основных конкурентов, выделили потенциальных клиентов (рис. 2).

<p>Ключевые партнёры</p>  <p>Университеты Крупные компании, производящие железо (Nvidia – зачем мы им? Что они получат?) Производители измерительного оборудования</p>	<p>Ключевые активности</p>  <p>Встреча с клиентами</p>	<p>Достоинства предложения</p>  <p>Выше точность расчёта параметров, т.к. конкуренты считают по простым формулам или упрощённым моделям.</p>	<p>Отношения с заказчиком</p>  <p>Техподдержка Тесное общение</p>	<p>Пользовательские сегменты</p>  <p>Решаемый вид задачи: Калькуляторы параметров</p>
<p>Структура затрат</p>  <p>Измерительное оборудование (разово) Тестовые платы (возможно) Исследование по разработке новых методов (алгоритмов) лаборатория (возможно)</p>	<p>Источники доходов</p>  <p>SaaS для разового использования Для крупных клиентов – коробки Плата за использование Плата за подписку</p>			

Рис. 1. Макет бизнес-модели

Распределение по областям



Рис. 2. Деление рынка на сегменты

На основе всех полученных данных можно сказать о том, что «Talgat System» имеет хорошие перспективы для дальнейшего продвижения своего продукта на рынок.

ЛИТЕРАТУРА

1. Эффективный менеджер. Взгляды и иллюстрации: хрестоматия: пер. с англ. / Подгот. Дж. Билсберри. 5-е изд., стер. Жуковский: МИМ ЛИНК, 2001.
2. Шудра В.Ф., Беличко А.Н. Как подготовить успешный бизнес-план. VOCA, Киев, 1990.
3. Манн И., Турусина А. Маркетинговая машина. Менеджер становится директором. 3-е изд. М.: Манн. Иванов и Фербер, 2010.

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.*

ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ РЕНТНЫХ ОТНОШЕНИЙ В НЕФТЯНОЙ СФЕРЕ ТОМСКОЙ ОБЛАСТИ ПРИ ПЕРЕХОДЕ НА ЭЛЕКТРОМЕХАТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ НЕФТЕДОБЫЧИ И НЕФТЕПЕРЕРАБОТКИ

*И.А. Игитханян, магистрант отделения каф. ЮНЕСКО
Научный руководитель Н.Ю. Изоткина, доцент отделения
каф. ЮНЕСКО, к.э.н.*

г. Томск, ТУСУР, inga_igithanyan@mail.ru

Базовой отраслью современной российской экономики, обеспечивающая значительную часть производства валового внутреннего продукта, налоговых и валютных поступлений, является нефтяная отрасль. Эффективность ее функционирования во многом определяется системой налогообложения – системой раздела дохода, формирующегося в данной отрасли (горной ренты). Механизм научно обоснованного раздела горной (нефтяной) ренты складывается в процессе разработки системы рентного налогообложения недропользования. В этой связи, изучение проблем рентных отношений в недропользовании, а также рентного налогообложения приобретает особую актуальность.

Экономика рентных отношений включает источники и условия формирования горной ренты, ее формы и виды, методы учета и расчета, систему управления собственностью на недра и добытые природные ископаемые, налоговые и неналоговые формы ее изъятия и присвоения, а также направления использования горной ренты. Рентные отношения регулируют горно-земельные отношения между государством и недропользователями в рамках действующей системы права (горного, гражданского, административного и пр.), традиций и сложившихся социально-экономических приоритетов.

Отношения собственности на недра и добытые полезные ископаемые характеризуют формы владения, пользования и распоряжения

месторождениями, способы присвоения и использования добытых природных ископаемых, а также условия и результаты деятельности горнодобывающих предприятий. С одной стороны, формы собственности по-разному воздействуют на условия и результаты деятельности горнодобывающих предприятий. С другой стороны, величина извлекаемой ренты, формы её изъятия и распределения зависят от формы собственности горнодобывающего предприятия.

Нефтяная промышленность России характеризуется рядом особенностей, учёт которых необходим при оценке и распределении ренты, регулировании работы отрасли, в этих условиях часть доходов нефтяной отрасли России, формально оцениваемых как рента и распределяемых между государством и компаниями, реально представляет собой недофинансирование ряда направлений, необходимых для её нормальной работы в перспективе.

Для получения достоверной оценки горной ренты, возникающей благодаря естественным природным условиям, необходимо вести раздельный бухгалтерский учёт по каждому месторождению. При этом важно отделять ценовую ренту вследствие разницы мировых и внутренних цен от горной. В противном случае из-за изменчивой конъюнктуры мировых цен на минеральное сырьё становятся возможными сокрытие большей части дифференциальной горной ренты и вывод её через посредников, перепродавцов и оффшорные схемы в сферу частного потребления.

Теоретически горная рента рассчитывается путём вычитания нормативных затрат и нормальной прибыли из выручки реализованной продукции.

Поэтому при расчёте ренты необходимо прежде всего учитывать два интегральных показателя разработки того или иного месторождения (рис. 1).

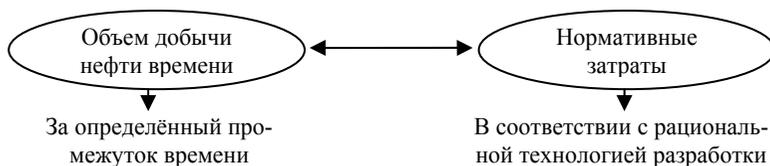


Рис. 1. Интегрированные показатели, необходимые для расчёта горной ренты

Фактически каждое месторождение имеет присущие только ему особенности, что обуславливает индивидуальные значения интегральных показателей его разработки. Отсюда и следует принципиальный вывод о том, что дифференциальную ренту можно рассчитать только на конкретном месторождении. Любое суммирование интегральных показателей разработки даже двух месторождений приводит к искажению общей суммы дифференциальной ренты, а точнее, к её уменьшению.

Ключевым моментом при определении величины ренты является то, что затраты недропользователей должны быть нормативными, т.е. их необходимо рассчитывать на основе утверждённых нормативов, а также выбора оптимальной технологии разработки месторождения.

Механизмом изъятия ренты по схеме дифференциальной горной ренты на стадии добычи нефти может стать дифференцированный налог на добычу полезных ископаемых (НДПИ). Главным недостатком недифференцированной ставки НДПИ является то, что она никак не связана с экономическим эффектом от разработки конкретного месторождения. То есть величина налога никак не зависит от затрат на добычу нефти. Ввиду данного обстоятельства недифференцированный НДПИ выгоден компаниям, эксплуатирующим новые месторождения Западной Сибири, разработка высокозатратных и выработанных месторождений является убыточной. Необходимо отметить, что компаниям, эксплуатирующим новые месторождения, в целях оптимизации деятельности эффективнее применять электромехатронные разработки в области добычи нефтепродуктов, с использованием оборудования – станки-качалки, насосы с мехатронным приводом. В невыгодной ситуации также находятся компании, ориентированные на внутренний рынок и не получающие выгоды от высоких мировых цен на нефть. Кроме того, недифференцированный НДПИ стимулирует инвестиции в разработку лишь освоенных месторождений и никак не стимулирует геологоразведку и освоение новых месторождений.

Таким образом, действующий в настоящее время налоговый механизм, использующий существующую ставку НДПИ, приводит к неравным условиям для компаний, разрабатывающих «старые» месторождения, и компаний, имеющих множество лицензий и доступ к лучшим месторождениям, что создаёт конкурентные преимущества последних и негативно влияет на экономическую эффективность разработки месторождений со сложными природно-геологическими условиями. Особенно заметно различие в затратах на добычу нефти на месторождениях, находящихся на заключительных стадиях разработки. На настоящий момент осталась нерешённой проблема разработки эффективной налоговой системы изъятия дифференциальной горной ренты в нефтяной отрасли через НДПИ и новый налог на сверхприбыль от добычи нефти. В частности, при разработке НДПИ за рамками существующих исследований остались такие вопросы, как устранение регрессивности налогового механизма, исключение инфляционного давления налога на цену продукции, а также проблема применения нефтяными компаниями трансфертного ценообразования в целях уклонения от налогообложения. Месторождения с добытыми запасами более 80 % характеризуются низкими дебитами, высокой неэффективностью продукции, что приводит к существенному возрастанию эксплуатационных затрат на добычу нефти. Добыча нефти из низкодебит-

ных месторождений производится в настоящее время за счёт средств, получаемых от реализации нефти, добытой из высокоэффективных скважин, и от экспортной реализации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Городов О.А. Правовая охрана и использование единых технологий, созданных за счет или с привлечением бюджетных средств / О.А. Городов. М.: Волтерс Клувер, 2010. 152 с.
2. Чернышева Е.А. Проблемы и пути развития глубокой переработки нефти в России // Бурение и нефть. 2011. С. 8–13.
3. Лукманов Д.Д. Тенденции развития института арендно-рентных отношений в аграрной сфере экономики // Земельный вестник России. 2010. №11.
4. Осипов Ю.М., Зайченко Т.Н., Шепеленко М.Г., Щербинин С.В. Методология создания мультикоординатных электромехатронных систем движения // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2012. № 2 (26), ч. 2. С. 242–245.
5. Пронин М.В. Электромехатронные системы. Создание на основе комплекса уточненных быстродействующих моделей. LAP LAMBERT Academic Publishing, 2011. 224 с.
6. Технологии и методы нефтедобычи [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://tudocs.exdat.com/docs/index-246780.html/page=3#8112277>.
7. Черкесова Э.Ю. Экономико-математические модели горной ренты // Математические методы и информационные технологии в экономике: матер. V Междунар. науч.-техн. конф. Пенза, 2007. С. 51–53.
8. Экономика рентных отношений в условиях современной России. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://gpir.narod.ru/ve/661939.htm>
9. Экономическая теория: учебник / под ред. В.И. Видяпина, А.И. Боголюбова С.А., Добрынина и др. М.: ИНФРА-М, 2008. 34 с.
10. Экономический механизм регулирования недропользования в отраслях горнодобывающей промышленности [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://info.donntu.edu.ua/el_izdan/geolog/avtoref

ДИДАКТИЧЕСКИЙ МОДУЛЬ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ НА МИКРОКОНТРОЛЛЕРАХ

***А.В. Губин, Д.В. Петенев, С.В. Рева, К.К. Слепцов, студенты,
А.В. Ермолаев, аспирант каф. КУДР***

г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, alexermv@mail.ru

*Проект ГПО КУДР-1402 – «Разработка дидактического модуля
для проектирования устройств на микроконтроллерах»*

В наши дни во многих приборах нашли применение элементы микропроцессорной техники. Всё чаще в приборостроении, бытовых приборах и электронике специального назначения используются микроконтроллеры (МК) ввиду их многофункциональности. В связи с этим на рынке труда наблюдается острая нехватка специалистов,

умеющих создавать программы на микроконтроллеры и проектировать устройства с их использованием. Исходя из сложившейся ситуации актуальность этой темы очевидна.

Целью нашей работы является создание обучающего стенда, в состав которого входит дидактический модуль, позволяющий студентам и всем желающим научиться программировать микроконтроллеры различных фирм изготовителей.

Предлагаемый модуль отлично вписывается в современные стандарты образования (ФГОС 3-го поколения), предоставляя большие возможности для интерактивного обучения. На его основе можно проводить практические занятия, лабораторные работы, лекции, разъясняя принципы функционирования цифровой вычислительной электроники, подкрепляя сказанное наглядным примером. Благодаря этому можно использовать различные интерактивные методы: работа в малых группах, кейс-метод и др.

Выбирая микроконтроллер, мы остановились на фирме Atmel. На данный момент для микроконтроллеров этой фирмы доступно наибольшее количество русскоязычной литературы, эти микросхемы являются популярными в среде радиолюбителей, что способствует лучшему усвоению материала, особенно если студент уже знаком с данной темой, позволяет успешно организовать самостоятельную работу, предоставляя выбор источников информации на усмотрение обучаемого. В процессе проектирования модуля планируется добавить поддержку следующих фирм-производителей микроконтроллеров: Microchip, STMicroelectronics, Texas Instruments, Intel. Расширение поддерживаемых устройств позволит создать полноценную обучающую платформу. Каждый пользователь сможет выбрать нужный ему тип микросхемы, изучить принципы её функционирования и способы программирования.

Написание программ на микроконтроллеры осуществляется на различных языках программирования, таких как Assembler, C, Pascal. Для программирования МК стенда выбран C, он относится к языкам высокого уровня, что облегчает написание программ и их понимание пользователем с небольшим опытом или вовсе без опыта программирования. Достоинством C является огромное число программных средств и библиотек, позволяющих просто создавать необходимый код [1]. Фактически, C сегодня стал основным языком разработки управляющих программ и программ прикладного назначения [1–4]. Компиляторы данного языка реализованы практически для всех моделей микроконтроллеров. Программы, написанные на C, легко адаптируются под разные типы устройств. Теоретически, используя разные компиляторы, можно преобразовать любую программу в команды

микроконтроллера нужного типа. На практике дополнительно требуется учитывать архитектуру микроконтроллера каждого типа. Принцип построения данного стенда основывается на модульности конструкции и представляет собой набор отдельных функциональных ячеек, которые соединяются с помощью разъемов, образуя полнофункциональное устройство заданной конфигурации.

На данном этапе запланировано создание пятнадцати функциональных ячеек, изображенных на рис. 1, связанных с основной (базовой), которая является основным узлом всей конструкции. На ней располагаются микроконтроллер, необходимая обвязка для его правильного функционирования и разъемы, с помощью которых подключаются необходимые ячейки.

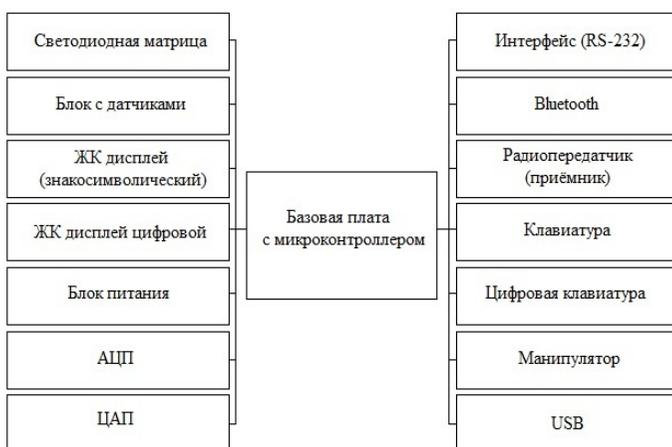


Рис. 1. Структурная схема дидактического модуля

На рис. 2 изображен макет экспериментальной установки в собранном виде.

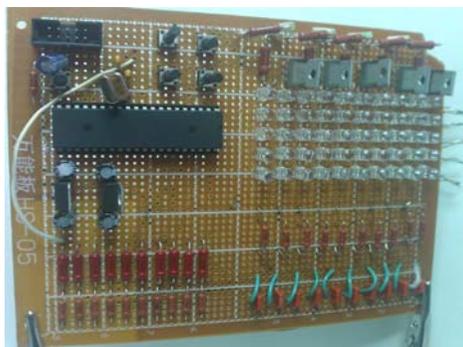


Рис. 2. Макет экспериментальной установки

ЛИТЕРАТУРА

1. Шпак Ю.А. Программирование на языке С AVR и PIC микроконтроллеров. СПб.: КОРОНА-ВЕК, 2011. 544 с.
2. Электронный ресурс: <http://cxem.net/doc/mc/ATmega16.pdf>
3. Электронный ресурс: <http://cxem.net/mc/book.php>
4. Прокопенко В.С. Программирование микроконтроллеров Atmel на языке С. М.: МК-Пресс, 2012. 320 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДИКИ БАЕВСКОГО ПРИ ДИАГНОСТИКЕ СТРЕССА ПАССИВНЫМ РАДИОИЗОТОПНЫМ МЕТОДОМ

*А.Д. Эверстов, О.А. Ушницкая, В.М. Шараборина,
Д.П. Петенев, студенты каф. КУДР*

*Научный руководитель С.Г. Еханин, зав. каф. КУДР, профессор, д.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, getma@main.tusur.ru*

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

Известно, что существует взаимосвязь между стрессом и вариабельностью сердечного ритма (ВСР) и как психологический стресс, испытываемый на работе, приводит к развитию хронических заболеваний – через физиологические пути, связанные с регуляцией работы сердца вегетативной нервной системой (ВНС) [1].

На сегодняшний день существуют разные методы анализа ВСР, один из таких методов – геометрический метод (вариационная пульсометрия), который заключается в изучении закона распределения кардиоинтервалов как случайных величин, построении вариационной кривой (кривая распределения кардиоинтервалов – гистограмма) и определении ее основных характеристик: Mo , Amo , $MxDMn$, где Mo – мода; Amo – амплитуда моды; $MxDMn$ – вариационный размах.

$$In = \frac{Amo}{2Mo \cdot MxDMn} \quad (1)$$

Мода – это наиболее часто встречающееся в конкретном динамическом ряде значение кардиоинтервала. Амплитуда моды (Amo) – число кардиоинтервалов, соответствующих значению моды в % отношении к объему выборки. Вариационный размах ($MxDMn$) отражает степень вариативности значений кардиоинтервалов в динамическом ряду, находится как разность максимального и минимального значений кардиоинтервалов (берется на уровне 0,7 от распределения).

Динамический ряд кардиоинтервалов может анализироваться и оцениваться при помощи различных научно-теоретических концепций.

В работе [2] рассматриваются изменения сердечного ритма в связи с адаптационной реакцией организма как проявление различных стадий общего адаптационного синдрома.

Теория Г. Селье об общем адаптационном синдроме описывает фазовый характер адаптационных реакций и обосновывает ведущую роль истощения регуляторных систем при острых и хронических стрессорных воздействиях в развитии большинства патологических состояний и заболеваний [3].

В данной работе предлагается использование этого метода при обработке данных, полученных при бесконтактном анализе психофизиологического состояния человека, основанного на пассивном радиоизотопном методе, с помощью которого определяются степень кровоснабжения (радиоактивности) органов тела и головного мозга человека.

Проведем практический расчет на примере двух гистограмм, полученных при бесконтактном пассивном радиоизотопном методе. Объем выборки равен 60. В гистограммах, приведенных на рис. 1, 2, по оси абсцисс отложено количество гамма-квантов, принятых датчиком за минуту, а по оси ординат частоты этих показаний. Гистограммы отражают психоэмоциональные состояния человека соответственно в спокойном состоянии, в состоянии после перенесенного физического стресса.

По полученным данным вычисляется индекс напряжения регуляторных систем или стресс-индекс (по формуле (1)).

Индекс напряжения регуляторных систем характеризует активность механизмов симпатической регуляции, состояние центрального контура регуляции.

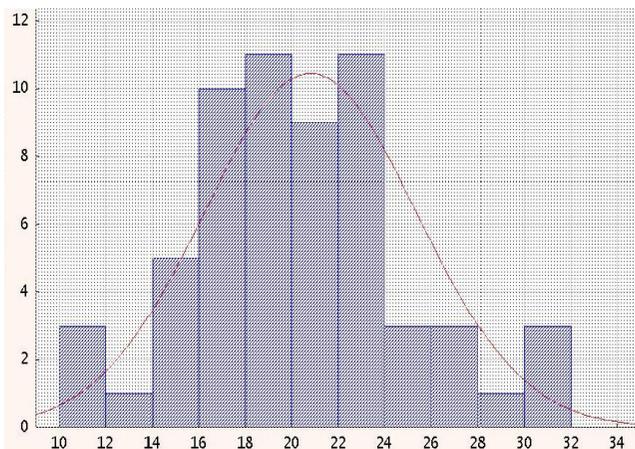


Рис. 1. Гистограмма излучения от человека в спокойном состоянии

$$И_{н} = \frac{A_{mo}}{2M_{o} \cdot M_{xDMn}} = \frac{\left(\frac{10,5}{60}\right) \cdot 100}{2 \cdot \left(\frac{1}{21}\right) \cdot \left(\frac{1}{17} - \frac{1}{25}\right)} = \frac{17,5}{2 \cdot 0,04762 \cdot 0,0188}.$$

Таким образом, стресс-индекс в спокойном состоянии равен $И_{н} = 9774,74$.

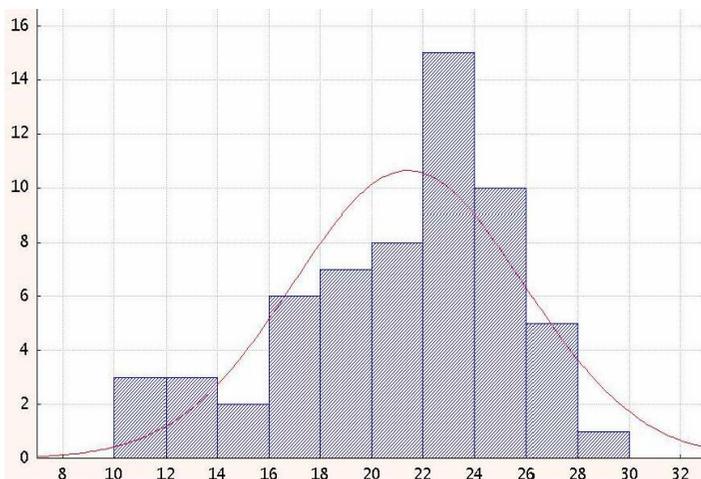


Рис. 2. Гистограмма излучения от человека после физического стресса

$$И_{н} = \frac{A_{mo}}{2M_{o} \cdot M_{xDMn}} = \frac{\left(\frac{11}{60}\right) \cdot 100}{2 \cdot \left(\frac{1}{21,5}\right) \cdot \left(\frac{1}{18} - \frac{1}{25}\right)} = \frac{18,33}{2 \cdot 0,0465 \cdot 0,0155}.$$

В состоянии после сильного физического стресса стресс-индекс равен $И_{н} = 12670,5$.

Как видно из полученных данных, рассчитанный таким образом стресс-индекс качественно отражает изменения в организме человека в зависимости от психофизиологического состояния.

ЛИТЕРАТУРА

1. Связь между ВНС/ВСП и стрессом [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.qhrv.ru/dt_hrv_stress_relationship_ru.htm
2. В помощь практическому врачу. Анализ вариабельности сердечного ритма при использовании различных электрокардиографических систем (методические рекомендации) // Вестник аритмологии. 2001. № 24. С. 5–87.
3. Селье Г. Очерки об адапционном синдроме: пер. с англ. М.: Медгиз, 1960. 275 с.

УСТРОЙСТВО ДИАГНОСТИКИ СТРЕССОВЫХ СОСТОЯНИЙ ЧЕЛОВЕКА

*А.Д. Эверстов, О.А. Ушницкая, В.М. Шарборина, Д.П. Петенев,
студенты каф. КУДР*

*Научный руководитель С.Г. Еханин, зав. каф. КУДР, профессор, д.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, stalker@main.tusur.ru*

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

Многолетние исследования канадского физиолога Ганса Селье [1], его сотрудников и последователей во всем мире подтверждают, что сильный и/или продолжительный (хронический) стресс является одним из важнейших факторов возникновения большой группы заболеваний, обусловленных регуляторными изменениями в деятельности вегетативной нервной системы, как следствие, является основой многих заболеваний [1, 2].

Разработка новых диагностических средств для определения различных проявлений стресса приобретает важное научное и прикладное значение для развития современных технологий мониторинга психической напряженности [2].

В данной работе, как и в [3], предлагается метод бесконтактного анализа психофизиологического состояния человека, основанный на пассивном радиоизотопном методе, с помощью которого определяется степень кровоснабжения органов тела и головного мозга человека.

При возникновении стрессовой ситуации включается в работу и симпатическая нервная система: частота сердечных сокращений возрастает, и каждое сокращение становится более сильным, что приводит к усилению общего кровотока. Кровь отливает от кожи и внутренних органов к мышцам и мозгу [1].

Следовательно, при анализе психофизиологического состояния человека с целью идентификации и мониторинга стрессовых (предстрессовых) состояний целесообразно анализировать радиоактивное излучение от верхней части тела и головы. Ожидается, что в пограничных психофизиологических состояниях динамика насыщенности кровью органов верхней части тела (головы, легких, сердца), а значит, радиоактивное излучение (временные, интегральные, спектральные и другие характеристики) от них будет существенно отличаться от излучения в состоянии покоя.

Это связано с тем, что при измерениях биообъекта в различных психофизиологических состояниях будут изменяться масса и пространственное положение эффективных источников бета- и гамма-

излучения, связанных с активными зонами в органах верхней части тела и головы.

На рис. 1 представлена структурная схема разрабатываемого устройства. В данной разработке, в отличие от [3], в качестве датчика используется сцинтиллятор – вещество, обладающее способностью излучать свет при поглощении кванта ионизирующего излучения [4].



Рис. 1. Структурная схема устройства

В качестве сцинтиллятора применяется кристалл на основе йодида натрия с примесью таллия NaI(Tl) . Данный кристалл имеет относительно высокую плотность и световой выход, что обеспечивает хорошую эффективность регистрации гамма-излучения. Кристалл NaI(Tl) имеет максимум спектра высвечивания на длине волны 410 нм.

Таким образом, исходящее ионизирующее излучение от человека поглощается сцинтиллятором и излучаемые сцинтиллятором фотоны попадают на микропиксельный лавинный фотодиод (МЛФД), который будет их улавливать.

При выборе МЛФД необходимо учитывать длину волны, на которой обеспечивается максимальная квантовая эффективность. Она должна хотя бы приблизительно соответствовать волне, на которой высвечиваются сцинтилляции. Квантовая эффективность – величина, показывающая долю фотонов, повлиявших на импульс на выходе фотодетектора, в общем количестве фотонов, попавших на чувствительную часть МЛФД.

При попадании фотонов на чувствительный элемент МЛФД на его выходе образуются электрические импульсы. Для дальнейшей обработки этих сигналов их нужно усилить до значений единиц вольт. С этой целью применяется операционный усилитель (ОУ). Однако необ-

ходимо учесть, что длительность сигнала будет мала, следовательно, нужно подобрать высокоскоростной ОУ.

На выходе усилителя образуются импульсы различной амплитуды, в зависимости от энергий гамма-квантов. Для определения, какие из них принадлежат атмосферным гамма-квантам (в данном случае паразитные импульсы [4]), а какие исходят от человека, применяется схема селекции. В данной схеме будут отсеиваться импульсы высоких амплитуд и проходить дальше импульсы с малой амплитудой. Таким образом, на выходе схемы селекции будут импульсы только от человека.

После этого сигналы будут поступать на схему формирования прямоугольных импульсов (ФПИ). Она необходима для того, чтобы на порт персонального компьютера (ПК) подавались импульсы, которые ПК сможет однозначно фиксировать.

После схемы селекции и ФПИ импульсы подаются на порт ПК. В ПК, с помощью специальной программы, будет происходить накопление и анализ данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Селье Ганс. Стресс без дистресса. М.: Прогресс, 1979. 123 с.
2. Иващенко О.И. Перспективы использования метода БОС в нейротерапии хронических заболеваний // Науч.-практ. конф. «Опыт лечения и диагностика». М., 2001.
3. Молошников В.А., Еханин С.Г., Ярымова И.А. Бесконтактный датчик для систем биологической обратной связи // Приборы + автоматизация. 2008. – №12 (102). С. 11–17.
4. Википедия. Сцинтилляторы [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://ru.wikipedia.org/Сцинтилляторы>
5. Лозовецкий А.С., Никифоров И.А., Попов Ф.Г. Портативное устройство регистрации солнечной активности на основе сцинтилляционного счетчика // Научная сессия ТУСУР–2010: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. Томск, 4–7 мая 2010 г. Ч. 1. Томск, 2000. С. 209–212.

МЕТОД РАННЕЙ ДИАГНОСТИКИ ДЕГРАДАЦИИ СИД

С.Н. Простомолотов, А.Е. Зуева, Э.В. Максимова,

М.О. Лазарева, студенты, А.В. Ермолаев, аспирант

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

г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, e-mail: stalker@main.tusur.ru

Проект ГПО КУДР-1003 – «Изучение деградации светодиодных гетероструктур»

В последнее время светоизлучающие диоды (СИД) с гетеропереходами активно используются для освещения. Массовый переход в освещении на светодиоды приведет к значительной экономии электро-

энергии. 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 тысяч часов не выходят из строя. Наблюдается лишь постепенное снижение их светового потока.

Однако производство и эксплуатация СИД всегда сопровождаются появлением микро- и макродефектов [1]. 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.

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 работе [2], согласно которым процесс деградации обусловлен:

- увеличением плотности состояний на гетерогранице InGaN/GaN, образованием электрического диполя, снижением потенциального барьера на границах гетерослоев;
- внутренними микронапряжениями и структурными неоднородностями в гетерослоях;
- проращиванием дислокаций по толщине структуры;
- стеканием примесных центров на дислокации, образованием проводящих шунтов в активной области прибора.

В работе [3] 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.

В данной работе проведены измерения обратных ветвей ВАХ СИД 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). В таких условиях электропроводность гетероперехода будет чувствительна к дефектообразованию, обусловленному деградационными явлениями.

Исследования, результаты которых приводятся и обсуждаются в данной работе, проводились для светодиодов на основе InGaN/GaN-гетероструктур с квантовыми ямами при постоянном токе и повышенных значениях плотности тока.

После испытаний при 20 и 40 мА никаких изменений обратной вольт-амперной характеристики не обнаружено, поэтому на рис. 1 первый и второй графики сливаются.

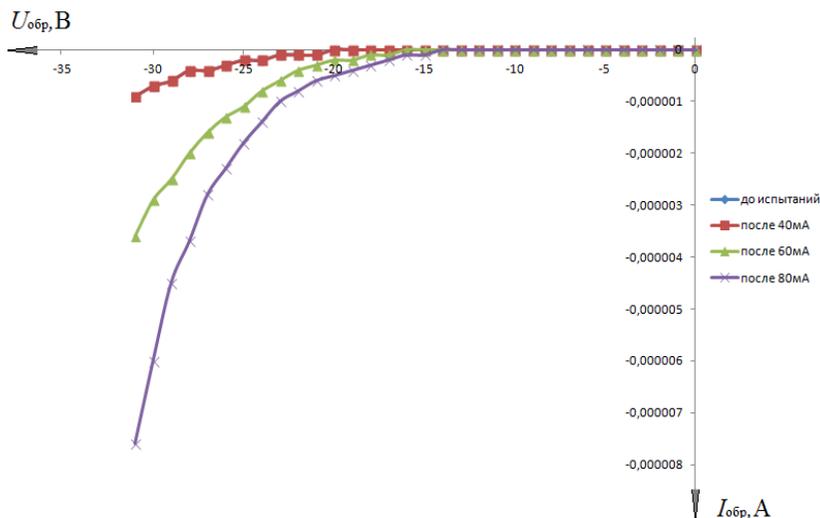


Рис. 1. Обратные ветви ВАХ до и после испытаний в течение 2 ч при каждом рабочем токе

Следует отметить, что исследования проводились в нарастающем режиме. Вначале измерялась обратная ветвь ВАХ «свежего» светодиода, потом устанавливалось номинальное значение тока (20 мА) и проводились двухчасовые испытания. Затем измерялась обратная ветвь ВАХ (после первого испытания) и проводились следующие испытания, но уже при токе 40 мА. Далее, после этого измерялась снова обратная ветвь ВАХ и светодиод ставился на испытания при токе в 40 мА и т.д.

Как видно из рис. 1, на обратных ветвях ВАХ, при одном и том же обратном напряжении ($U = -30$ В), обратные токи от испытания к испытанию увеличиваются. Согласно [4], такое изменение ВАХ свидетельствует о деградации светодиода.

На обратную ветвь вольтамперной характеристики перехода оказывают влияние:

- ток утечки через гетеропереход;

• генерация носителей заряда, которая является причиной возможного обратного пробоя $p-n$ -перехода.

Ток утечки связан линейной зависимостью с напряжением. Он создается различными загрязнениями на гетероструктуре, что повышает поверхностную электрическую проводимость $p-n$ -перехода и обратный ток через переход. Эта составляющая обратного тока обуславливает появление наклонного участка на характеристике светодиода.

Как видно из рис. 1, в исследуемых светодиодах происходит, в основном, нарастание обратного тока вследствие туннельных процессов. Возрастание туннельной компоненты обратного тока может быть связано с деградационными процессами, обусловленными возрастанием концентрации донорных дефектов, возникающих в процессе длительного протекания токов повышенной плотности.

Таким образом, возникновение изменений на обратной ветви ВАХ может служить критерием ранней диагностики начала интенсивных процессов деградации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Полищук А. Деградация полупроводниковых светодиодов на основе нитрида галлия и его твердых растворов / А. Полищук, А. Туркин // Компоненты и технологии. 2008. №2. С. 25–28.

2. Бочкарева Н.И. Неоднородность инжекции носителей заряда и деградация голубых светодиодов / Н.И. Бочкарева, А.А. Ефремов // Физика и техника полупроводников. 2006. Т. 40, №1. С. 122–127.

3. Богатырева Д.В. Изучение деградации светодиодных гетероструктур методом измерения ВАХ в области микротоков / Д.В. Богатырева, Н.В. Сапегина, М.А. Тимохина // Научная сессия ТУСУР–2011. Т. 1. С. 150–152.

4. Коровкин А.А., Чехоненко А.П., Казко Е.И., Ермолаев А.В. Деградация СИД и обратная ветвь вольт-амперной характеристики // Научная сессия ТУСУР–2013: матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 15–17 мая 2013 г. Томск: В-Спектр, 2013. Ч. 1. С. 161–163.

УЛЬТРАЗВУКОВОЙ КОНТРОЛЬ ГЛУБИНЫ ПОВРЕЖДЕНИЯ ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ЭПИКАРДИАЛЬНОЙ АБЛЯЦИИ МИОКАРДА

А.М. Машуков, студент каф. КИБЭВС

*Научный руководитель Н.М. Федотов, к.т.н., зав. лаб. безопасных
биомедицинских технологий ЦТБ
г. ТУСУР, n.m.fedotov@gmail.com*

В ходе открытых кардиохирургических операций с целью предупреждения развития фибрилляции предсердий или ее прекращения выполняют процедуру Сох-Maze (или ее модификации) для поврежде-

ния аритмогенной области сердца [1]. Для данной процедуры используют, в частности, радиочастотный хирургический инструмент в виде стержня, на рабочий наконечник которого подается высокочастотный ток, нагревающий ткани сердца и вызывающий тепловое повреждение белковых структур миокарда [2]. Инструмент удобен для использования, но при работе с ним сложно контролировать степень и глубину повреждения ткани. Если глубины повреждения недостаточно, полной изоляции не будет, лечебный эффект также достигнут не будет. Если воздействие чрезмерно, может произойти разрушение целостности стенки предсердия из-за перегрева и взрывного начала кипения внутри миокарда. Зону, где произошел разрыв миокарда, необходимо зашивать, что увеличивает время операции и несет дополнительный риск осложнений для пациента.

Для контроля размера хирургического повреждения миокарда можно использовать ультразвук. Уже проводятся исследования на животных по тестированию эндокардиальных катетеров-электродов с ультразвуковым контролем глубины повреждения [3].

Цель работы: разработка радиочастотного хирургического инструмента, обеспечивающего повышение безопасности эпикардиальной абляции миокарда с помощью ультразвукового контроля степени и глубины повреждения.

Применение ультразвука должно позволить контролировать повреждения в процессе абляции. Для исследования возможности реализации контроля абляции с использованием высокочастотных ультразвуковых датчиков было проведено несколько экспериментов. Эксперименты проводились на сердце животного. Было использовано следующее оборудование: радиочастотный аблятор, система охлаждения наконечника электрода, аппарат для ультразвукового исследования с секторным датчиком (УЗИ). Запись изображения с аппарата УЗИ, на котором наблюдаются повреждения при проведении абляции, показана на рис. 1.

Принцип работы разрабатываемого устройства основан на свойстве отражения ультразвука на границе двух сред с разной акустической плотностью или ультразвуковым сопротивлением [4]. Степень отражения находится в пропорциональной зависимости от разности ультразвукового сопротивления на границе сред. Максимальная глубина повреждения при радиочастотной абляции 6–7 мм.

Размер области контроля не превышает 10–15 мм. Разрешающая способность устройства зависит от частоты ультразвука. Для получения разрешающей способности в 0,5 мм частота ультразвука должна быть не менее 5 МГц. В мягких тканях человека скорость ультразвука в среднем равна 1,5 км/с.

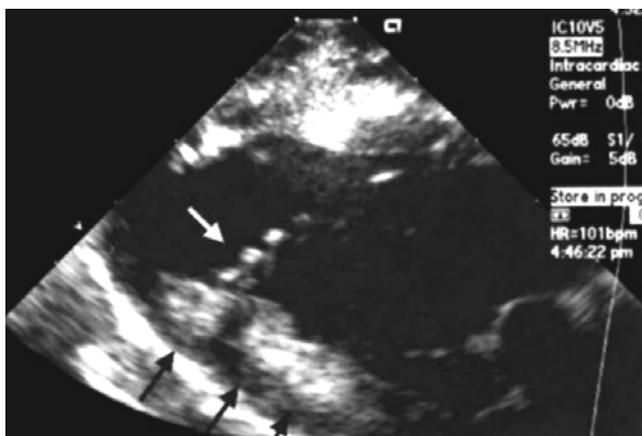


Рис. 1. Визуализация повреждений при проведении воздействия на миокард

Так как в процессе абляции происходит изменение структуры миокарда, то меняется величина акустического сопротивления. При падении ультразвуковой волны в акустическую границу (граница между двумя материалами с разным импедансом) часть ультразвуковой энергии отражается, а часть продолжает свое перемещение в материале. Из изложенных фактов следует: при изменении структуры миокарда будет меняться характеристика материала – акустическое сопротивление; следовательно, будет меняться параметр ультразвуковой волны – величина отраженной энергии. Если направить ультразвуковой датчик на ткань сердца, принимать непрерывно эхо-сигналы от ткани сердца и производить абляцию, то можно будет наблюдать изменения в эхо-сигнале – изменение амплитуды эхо-сигнала. По этому параметру можно выполнить оценку глубины повреждения. Степень повреждения будет определяться по характеру отражений из коагулированной части миокарда, где будет необходимо определить критические уровни отраженного сигнала, после превышения которых произойдет разрыв миокарда.

Для проведения исследований и изготовления рабочего макета устройства выбран ультразвуковой датчик ACCUSCAN-S A310S-SM/VIDOSCAN V310-SM с размером пьезоэлемента 6 мм, частотой 5 МГц, точечным фокусом от 1,1 мм до 2,5 м и протяженностью ближнего поля 33 мм. Характеристики датчика позволяют использовать его для решения поставленной задачи.

Схема выполнения радиочастотной эпикардиальной абляции с включением системы ультразвукового контроля представлена на рис. 2.

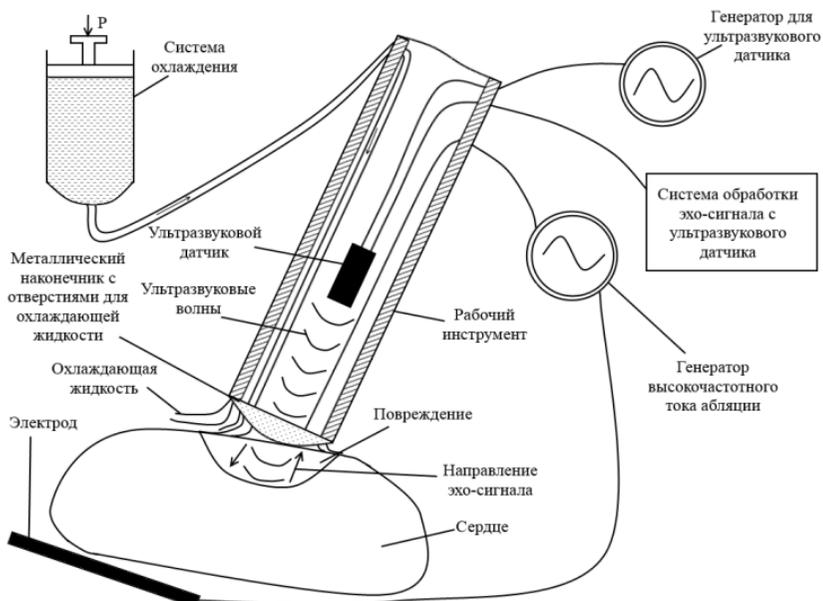


Рис. 2. Схема применения ультразвукового контроля размера повреждения во время радиочастотной эпикардиальной абляции

Заключение. Ультразвуковой контроль абляции является перспективным способом для повышения безопасности процедуры радиочастотной абляции как при использовании эндокардиальных систем, так и при использовании эпикардиальных систем. Разработка хирургического инструмента с ультразвуковым контролем абляции позволит врачу иметь больше информации в ходе проведения операции, позволит исключить случаи разрушения целостности миокарда.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бокерия Л.А. Результаты хирургического лечения фибрилляции предсердий у пациентов с пороками сердца / Л.А. Бокерия, А.Ш. Ревишвили, А.В. Шмуль и др. // *Анналы аритмологии*. 2012. № 4. С. 14–22.
2. Cardioblate Surgical Ablation Pens [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.medtronic.com/for-healthcare-professionals/products-therapies/cardiovascular/ablation-products-surgical/cardioblate-surgical-ablation-pen/> свободный (дата обращения: 24.10.2013).
3. Real-time lesion assessment using a novel combined ultrasound and radiofrequency ablation catheter / M. Wright, E. Harks, S. Deladi et al. // *Heart Rhythm*. 2011. №8 (2). P. 304–312.
4. Болотина И.О., Солдатов А.И., Цехановский С.А. Применение ультразвука в медицине: учеб. пособие. Томск: Изд-во Том. политех. ун-та, 2008. 205 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕГРАДАЦИИ СИД ПРИ ПОВЫШЕННЫХ ПЛОТНОСТЯХ РАБОЧЕГО ТОКА

*Д.П. Матвеев, А.Д. Эверстов, С.Н. Простомолотов, студенты,
А.В. Ермолаев, аспирант каф. КУДР*

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

г. Томск, ТУСУР, getma@main.tusur.ru

*Проект ГПО КУДР-1003 – «Изучение деградации
светодиодных гетероструктур»*

В настоящее время развитие полупроводниковых осветительных устройств на основе гетероструктур нитрида галлия идет очень высокими темпами. Важной особенностью полупроводниковых источников освещения является то, что они, в отличие от традиционных ламп, через долгое время не выходят из строя. Наблюдается лишь постепенное снижение их светового потока. Основным недостатком светодиодных осветительных приборов является высокая цена [1]. Производители решают эту проблему наиболее простым и менее затратным способом – увеличением плотности тока, проходящего через светодиодный чип. Однако при повышении плотности тока резко увеличивается интенсивность деградации, что приводит к значительному ухудшению показателей качества и уменьшению срока службы. В результате эксплуатации СИД при необоснованно повышенных рабочих токах могут быстро деградировать практически все параметры светодиода. Таким образом, изучение интенсивности деградации СИД при повышенных рабочих токах является очень актуальным.

В данной работе проводились исследования падения яркости светодиодов марки GNL – 5013UBW на основе GaN-гетероструктур, с квантовыми ямами, от времени при постоянном токе и повышенных значениях плотности тока. Значение светового потока оценивалось в относительных единицах с помощью милливольтметра, подключенного к фотодиоду, установленному на определенном расстоянии от светодиода. После установления тока 80 мА, при котором появлялись небольшие изменения на обратной ветви ВАХ (первые признаки деградации) [2], проводились двухчасовые испытания и повторные измерения яркости от времени наработки.

Из рис. 1 видно, что падение светового потока вначале имеет резкий характер, но через некоторое время стабилизируется и график зависимости $\Phi = f(t)$ выполаживается. Дальнейшие испытания показали, что спад яркости имеет характер, близкий к линейному. Ход этой зависимости спрогнозирован линейной функцией. Показано, что уменьшение яркости в два раза светодиода, работающего в таком режиме, произойдет примерно через 220 ч.

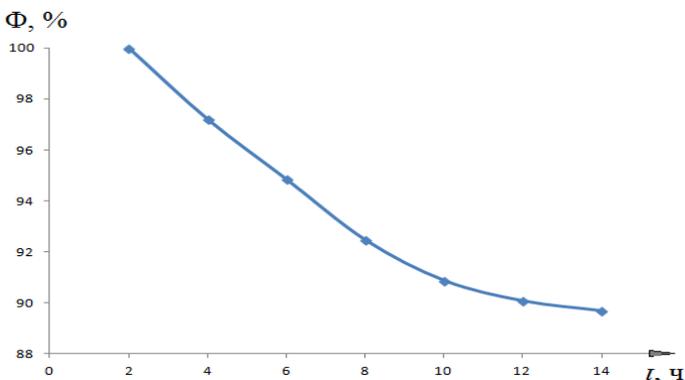


Рис. 1. Зависимость яркости СИД от времени

Исходя из этого, с помощью коэффициента ускорения механизма отказа [3] можно определить срок службы СИД при номинальном значении плотности тока и сравнить с заявленным производителями сроком.

Для определения времени наработки изделий в форсированном режиме испытаний, как правило, используют модель развития отказов, основанную на законе Аррениуса:

$$K = \left(\frac{J_{\text{исп}}}{J_{\text{ном}}} \right)^m \exp \left[\frac{\Delta E}{K_B} \left(\frac{1}{T_1} - \frac{1}{T_2} \right) \right],$$

где K – коэффициент ускорения механизма отказа; m – постоянная для конкретного типа полупроводниковой светоизлучающей структуры ($m = 1$, если $J_{\text{пот}} < 2 \cdot 10^5 \text{ А/см}^2$); ΔE – энергия активации доминирующего механизма деградации СИД; K_B – постоянная Больцмана; $J_{\text{ном}}$ – номинальная плотность прямого тока через p - n -переход, А/см^2 ; $J_{\text{исп}}$ – плотность прямого тока при испытаниях; T_1 – рабочая температура кристалла, К; T_2 – температура кристалла при ускоренных испытаниях, К.

В расчетах энергия активации механизма деградации ΔE , как и в работе [4], взяли равной 0,56–0,6 эВ. Температура кристалла определялась с помощью тепловизора TESTO 876. При номинальном режиме $T_1 = 314 \text{ К}$, а в режиме испытаний при токе, равном 80 мА, температура кристалла оказалась равной 364 К. Как показал расчет, коэффициент ускорения деградации (K) будет приблизительно равен 85.

Таким образом, срок службы СИД с учетом коэффициента ускорения получился равным 19000 ч эксплуатации в номинальном рабочем режиме. Эта величина существенно меньше величины, заявленной

производителем. По-видимому, механизм деградации, связанный с процессами диффузии в активной области кристалла ионов из электрических контактов и соответствующий заявленной энергии активации, в данном случае не существенен.

В работе [5] показано, что падение эффективности светодиодов от времени испытаний при повышенных плотностях тока связано с возникновением высокой плотности дефектов на границах гетероструктуры. В этих условиях инжектированные в квантовую яму электроны приобретают возможность туннелировать на глубокие энергетические уровни дефектов в барьерном слое p -области и безызлучательно рекомбинировать с дырками. Причиной глубоких уровней в запрещенной зоне являются протяженные дефекты – дислокации, границы зерен, дефекты упаковки, а также примесные комплексы. Туннельные переходы носителей из квантовой ямы на глубокие энергетические уровни дефектов внутри запрещенных зон барьерных слоев приводят к уменьшению времени жизни инжектированных в квантовую яму носителей и падению внутренней квантовой эффективности с ростом плотности тока.

Таким образом, падение эффективности с ростом тока и увеличением времени испытаний, наблюдающееся у светодиодов на основе GaN, может быть связано с электрической и рекомбинационной активностью присутствующих дефектов в барьерных слоях квантовой ямы и увеличением их концентрации при испытаниях.

ЛИТЕРАТУРА

1. Подгорбунских А. Разработка светодиодных светильников в условиях быстрого снижения стоимости и роста КПД светодиодов // Современная светотехника. 2010. №3. С. 59–62.
2. Коровкин А.А., Чехоненко А.П., Казко Е.И., Ермолаев А.В. Деградация СИД и обратная ветвь вольт-амперной характеристики // Научная сессия ТУСУР–2013. Т. 1. С. 161–163.
3. Вилисов А.А., Дохтуров В.В., Тепляков К.В., Солдаткин В.С. Индикаторные светодиоды для поверхностного монтажа // Полупроводниковая светотехника. 2011. Т. 5, № 13. С. 50–51.
4. Гончарова Ю.С., Гарипов И.Ф., Солдаткин В.С. Ускоренные испытания полупроводниковых источников света на долговечность // Доклады ТУСУРа. 2013. № 2 (28), июнь. С. 51–53.
5. Бочкарева Н.И., Ефремов А.А. Механизм падения эффективности GaN-светодиодов с ростом тока // Физика и техника полупроводников. 2010. Т. 404, №6. С. 822–828.

УСТАНОВКА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ТУННЕЛЬНОЙ ЭЛ СИД

*Д.П. Матвеев, Д.В. Петенев, С.Н. Простомолотов, студенты,
А.В. Ермолаев, аспирант*

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

г. Томск, ТУСУР, stalker@main.tusur.ru

*Проект ГПО КУДР-1003 – «Изучение деградации светодиодных
гетероструктур»*

В настоящее время развитие полупроводниковых осветительных устройств на основе гетероструктур нитрида галлия идет очень высокими темпами. Однако существенным недостатком светодиодных осветительных приборов является высокая цена. Отношение цена/люмен у сверхъярких светодиодов значительно больше, чем у обычной лампы накаливания [1]. Производители решают эту проблему наиболее простым и менее затратным способом – увеличением плотности тока, проходящего через светодиодный чип. Однако в результате повышения тока резко увеличивается интенсивность деградации, что приводит к значительному ухудшению показателей качества и уменьшению срока службы. Большинство авторов считают, что деградация связана с накоплением в гетероструктуре светодиода дефектов [2]. Туннельные переходы носителей из квантовой ямы на глубокие энергетические уровни дефектов внутри запрещенных зон барьерных слоев приводят к уменьшению времени жизни инжектированных в квантовую яму носителей и падению внутренней квантовой эффективности.

В данной работе приведено описание установки, предназначенной для исследования зависимости характеристик туннельной электролюминесценции (ЭЛ) от времени испытаний при повышенных плотностях токов и температуры. Следует ожидать, что при длительной работе СИД, когда, как известно [3], на гетерограницах образуются заряды, возможно увеличение интенсивности туннельной ЭЛ при прочих равных условиях, что позволит контролировать процесс нарастания дефектообразования при различных режимах работы светодиодов.

На рис. 1 представлена структурная схема установки для исследования характеристик туннельной ЭЛ: ВАХ, спектров и интегральной интенсивности свечения при различной температуре окружающей среды.

Измерение вольт-амперных (ВАХ) и вольт-яркостных характеристик. Рассмотрим случай, когда внешнее напряжение подключено к $p-n$ -структуре в прямом направлении. При таком подключении источника создаваемое им электрическое поле направлено противоположно внутреннему полю в переходе (контактной разности потенциалов ϕ_0), что приводит к уменьшению результирующего поля в $p-n$

переходе. Уменьшение потенциального барьера ($\phi_0 - U_a$) облегчает переход основных носителей заряда под действием диффузии через границу раздела в соседние области, что приводит к резкому увеличению диффузионного тока через $p-n$ -переход, а дрейфовый ток остается малым. Указанное явление называют инжекцией носителей заряда через $p-n$ -переход.

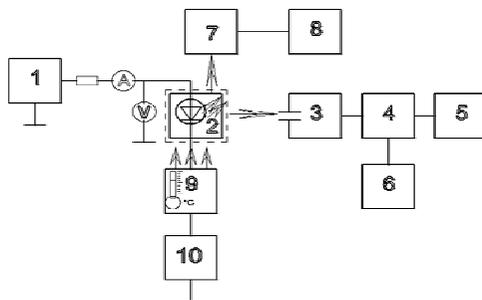


Рис. 1. Структурная схема экспериментальной установки для исследования характеристик туннельной ЭЛ: 1 – блок питания; 2 – светодиод в держателе; 3 – монохроматор; 4 – приемник излучения; 5 – вольтметр; 6 – блок питания к приемнику излучения; 7 – фотодиод; 8 – микроамперметр; 9 – термостатирующее устройство на основе элемента Пельтье; 10 – источник питания термостатирующего устройства

С повышением приложенного внешнего напряжения инжекционный ток увеличивается экспоненциально, что определяется экспоненциальным характером зависимости граничных концентраций носителей заряда от приложенного прямого напряжения. Как видно из рис. 1, ток определяется измерительным прибором традиционно, а напряжение измеряется высокоомным вольтметром непосредственно на диоде. Резистор служит для ограничения тока в случае выхода из строя диода. Значение светового потока оценивалось в относительных единицах с помощью микроамперметра (8), подключенного к фотодиоду (7), установленному на определенном расстоянии от светодиода.

Измерение спектра. Через светодиод (2), установленный в держатель, пропускается прямой ток. Светодиод устанавливают перед входной щелью монохроматора (3) и настраивают монохроматор на длину волны излучения светодиода. После того как будет зафиксирован отклик приемника (4) на свечение диода, проводят подстройку положения светодиода перед входной щелью монохроматора, добиваясь максимальных показаний индикатора (5) фотоприемника (4). После установки светодиода на оптической оси монохроматора измеряют зависимость выходного сигнала фотоприемника от длины волны излу-

чения, 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 $U_0/U_{\max} = f(\lambda)$.

Температурные исследования позволяют точнее идентифицировать туннельную полосу ЭЛ СИД. Теория [4] дает зависимость положения максимуму туннельной полосы от температуры T . Величина сдвига зависит от статистического множителя $\exp(((h\omega/2\pi) - eU)/mkT) - 1$, где h – постоянная Планка; ω – частота максимума спектра туннельного излучения; e – заряд электрона; U – напряжение, приложенное к СИД; m – параметр, зависящий от отношения эффективных масс электронов и дырок; k – постоянная Больцмана; T – температура в градусах Кельвина.

Температурные измерения спектров проводятся с использованием термостата. Использование для охлаждения СИД элемента Пельтье позволяет существенно упростить конструкцию сопряжения СИД и монохроматора.

ЛИТЕРАТУРА

1. Подгорбунских А. Разработка светодиодных светильников в условиях быстрого снижения стоимости и роста КПД светодиодов // Современная светотехника. 2010. №3. С. 59–62.
2. Полищук А. Деградация полупроводниковых светодиодов на основе нитрида галлия и его твердых растворов / А. Полищук, А. Туркин // Компоненты и технологии. 2008. №2. С. 25–28.
3. Бочкарева Н.И. Неоднородность инжекции носителей заряда и деградация голубых светодиодов / Н.И. Бочкарева, А.А. Ефремов // Физика и техника полупроводников. 2006. Т. 40, №1. С. 122–127.
4. Ковалев А.Н., Манягин Ф.И., Кудряшов В.Е. и др. Изменение люминесцентных электрических свойств светодиодов из гетероструктур InGaN/AlGaN/GaN при длительной работе // Физика и техника полупроводников. 1999. Т. 33. С. 224–232.

ВЛИЯНИЕ ИСПЫТАНИЙ СИД ПРИ ПОВЫШЕННОЙ ПЛОТНОСТИ РАБОЧЕГО ТОКА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ТУННЕЛЬНОЙ ЭЛ

*Д.П. Матвеев, А.Е. Зуева, Э.В. Максимова,
М.О. Лазарева, студенты, А.В. Ермолаев, аспирант каф. КУДР
Научный руководитель С.Г. Еханин, зав. каф. КУДР, д.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, gemma@main.tusur.ru*

Туннельная излучательная рекомбинация в p - n переходах – это излучение света с энергией кванта, меньшей ширины запрещенной

зоны. Это явление – обратное межзонному оптическому поглощению в сильном электрическом поле (эффекту Франца–Келдыша) [1]. В работе [2] было показано, что такое излучение можно наблюдать в спектрах светоизлучающих диодов (СИД) на основе гетероструктур InGaN/AlGaIn/GaN с одиночными квантовыми ямами при малых прямых токах. Как показано в [2], при малых токах через СИД удается наблюдать явное разделение спектральной полосы в области высоких энергий и длинноволновой полосы, связанной с туннельной рекомбинацией. Максимум этой полосы определяется величиной приложенного напряжения, а интенсивность пропорциональна вероятности туннельного излучения и зависит от эффективной напряженности электрического поля, обусловленного поляризационными полями на границах гетеропереходов. Таким образом, следует ожидать, что при длительной работе СИД, когда, как известно [3], на гетерограницах образуются заряды, возможно увеличение интенсивности туннельной электролюминесценции (ЭЛ) при прочих равных условиях.

Многие авторы считают [3, 4], что падение эффективности светодиодов при испытаниях с рабочим током повышенной плотности связано с накоплением дефектов в барьерных слоях. В этих условиях инжектированные в квантовую яму электроны приобретают возможность туннелировать на глубокие энергетические уровни дефектов в барьерном слое *p*-области и рекомбинировать с дырками. При этом спектр излучения должен существенно измениться.

Проводились исследования деградации светодиодов марки GNL – 5013UBW на основе GaN-гетероструктур с одиночными квантовыми ямами при постоянном токе и повышенных значениях плотности тока. Измерения проводились на установке, подробно описанной в [5], следующим образом. Вначале, при токе 1,0 мА, который для данного СИД является достаточно малым и не вызывает самонагрева, измеряется спектр излучения «свежего» СИД. Как показано в работе [4], в таких условиях туннельная и инжекционная компоненты свечения СИД одного порядка и появляется возможность контролировать изменение интенсивности туннельной электролюминесценции. Потом светодиод на несколько часов ставится на испытание при токе 80 мА. Считается, что во время испытаний при повышенной плотности тока будут накапливаться заряды на гетерограницах. После этого снова при токе 1 мА измеряется спектр свечения. На рис. 1 представлены спектры туннельной и инжекционной электролюминесценции СИД до и после испытания при повышенном рабочем токе.

Как видно из рис. 1, даже небольшая (2 ч) выдержка СИД при повышенной плотности тока приводит к заметному изменению спектра: видно, что амплитуда длинноволновой полосы увеличилась (кривая 2).

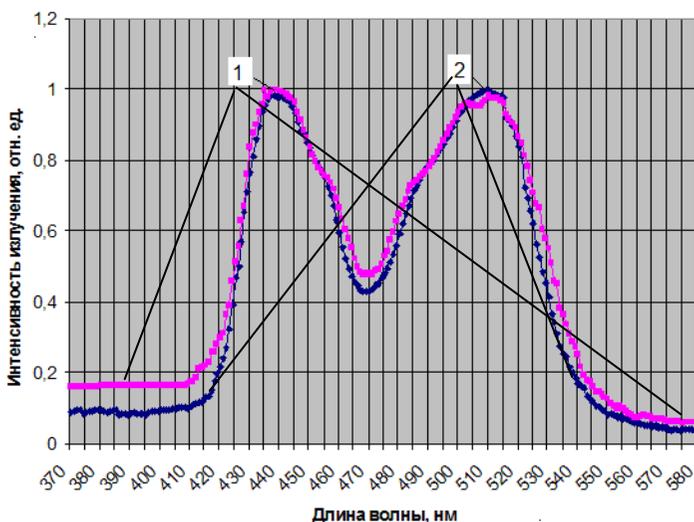


Рис. 1. Спектр излучения СИД до (1) и после (2) испытания при повышенной плотности рабочего тока в течение 2 ч

Таким образом, увеличение концентрации дефектов в гетероструктуре после испытания СИД в условиях повышенного рабочего тока приводит к тому, что носители из квантовой ямы начинают туннелировать вглубь области объемного заряда на уровни дефектов, вследствие этого интенсивность туннельной ЭЛ (длинноволновой полосы излучения) увеличивается.

Кроме того, увеличение концентрации дефектов приводит к увеличению туннельной безызлучательной утечки из квантовой ямы и падению эффективности СИД. Так как туннельные переходы носителей из квантовой ямы на глубокие энергетические уровни дефектов внутри запрещенных зон барьерных слоев приводят к уменьшению времени жизни инжектированных в квантовую яму носителей и падению внутренней квантовой эффективности с ростом плотности тока и времени испытаний. Причиной глубоких уровней в запрещенных зонах могут являться протяженные дефекты – дислокации, границы зерен, дефекты упаковки, а также примесные комплексы.

Дефекты в барьерных слоях, которые формируют глубокие уровни в запрещенных зонах, могут возникать в результате гетерирования точечных дефектов протяженными структурными дефектами, концентрация которых увеличивается от времени испытаний, особенно при повышенных плотностях токов. Чем больше центров безызлучательной рекомбинации, тем быстрее и сильнее разогревается активная зона

светодиода, так как энергия, затрачиваемая для перехода носителей из одной разрешенной зоны в другую, превращается в тепло. Что может привести к ускорению дальнейшей деградации.

Таким образом, контроль изменения спектров туннельной ЭЛ в процессе испытаний или эксплуатации СИД (особенно при повышенных плотностях рабочих токов) может служить чувствительным методом оценки степени и интенсивности деградационных процессов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гольдман Е.И., Ждан А.Г., Сумарока А.М. Эффект Франца–Келдыша в электрических полях макроскопических неоднородностей на поверхности полупроводников // Письма в ЖЭТФ. Т. 57, вып. 12, С. 783–787.
2. Туннельные явления в твердых телах. М.: Мир, 1973. 422 с.
3. Бочкарева Н.И., Ефремов А.А. Неоднородность инжекции носителей заряда и деградация голубых светодиодов // Физика и техника полупроводников. 2006. Т. 40, №1. С. 122–127.
4. Кудряшов В.Е., Юнович А.Э. Туннельная излучательная рекомбинация в p - n -гетероструктурах на основе нитрида галлия и других соединений типа $A^{III}B^V$ // ЖЭТФ. 2003. Т. 124, вып. 5(11). С. 1133–1137.
5. Установка для комплексных исследований СИД / А.В. Ермолаев, Д.В. Богатырева, Н.В. Сапегина, А.Н. Коровкин // Научная сессия ТУСУР–2012. Т. 1. С. 140–142.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ АКТИВНОЙ ЗОНЫ СИД ПРИ ПОВЫШЕННОЙ ПЛОТНОСТИ ТОКА

*Д.П. Матвеев, Д.П. Петенев, С.Н. Простомолотов,
Э.В. Максимова, студенты, А.В. Ермолаев, аспирант*

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

г. Томск, ТУСУР, getma@main.tusur.ru

Проект ГПО КУДР-1003 – «Изучение деградации светодиодных гетероструктур»

В последнее десятилетие светодиоды стали чем-то большим, чем просто электронные компоненты. Сохранив свои сигнальные и индикаторные функции, новые сверхъяркие светодиоды начали заменять обычные лампы накаливания и люминесцентные лампы.

В настоящее время светодиодное освещение пока очень дорого. Производители светодиодов считают, что основным ценообразующим фактором является испускаемый ими световой поток. В связи с этим возникает вопрос: как повысить эффективность светодиодов и снизить их стоимость?

Увеличение выхода света может быть реализовано различными способами: усовершенствованием качества материалов, улучшением

структуры чипа и технологии его формирования, текстурированием поверхности, улучшением свойств подложки и т.д.

Снижение стоимости света также может быть достигнуто увеличением плотности тока, проходящего через светодиодный чип. Соответственно отношение доллар/люмен уменьшится. Таким образом, стремление к дальнейшему повышению выхода светового потока неизбежно приводит к увеличению прямого тока через кристалл полупроводника и как следствие увеличению тепловыделения и ускоренной его деградации. Как показано в [1], температура кристалла не должна превышать 85 °С. Говоря о температуре светодиода, необходимо различать температуру на поверхности кристалла и в области $p-n$ -перехода, которая и определяет интенсивность деградации и эффективность работы светодиода.

В данной работе исследовались спектры светодиодов синего свечения FYL-5013UBC от величины рабочего тока. Измерения проводились на установке, подробно описанной в [2], следующим образом. Вначале измерялся спектр в негреющем режиме – при помощи импульсного источника питания на него подавался ток величиной 10 мА с частотой 20 кГц. Далее измерялся спектр при токе 10 мА, но уже в постоянном режиме. Измерения показали, что спектральные характеристики не изменяются в зависимости от режима. Это свидетельствует о том, что постоянный ток величиной 10 мА не вызывает существенного нагрева кристалла.

Далее измерения спектра проводятся с использованием термостата. При токе 10 мА, который для данного СИД является достаточно малым и не вызывает самонагрева, измеряем спектральные характеристики от температуры в диапазоне от 20 до 60 °С. Построив зависимости смещения длинноволнового края спектров от температуры на уровнях 80–50% от максимума интенсивности, получаем графики, представленные на рис. 1.

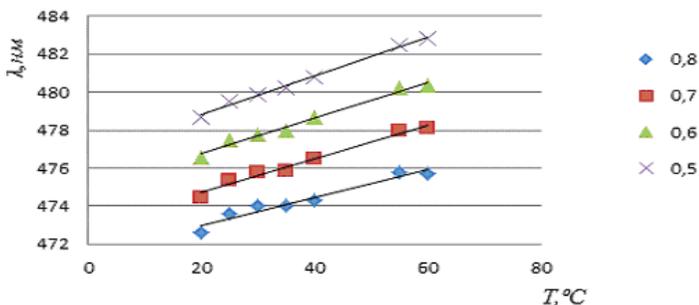


Рис. 1. Зависимости смещения длинноволнового края спектров от температуры на уровнях 80–50% от максимума интенсивности

По графикам, представленным на рис. 1, находим линейные зависимости сдвига длинноволнового края от температуры.

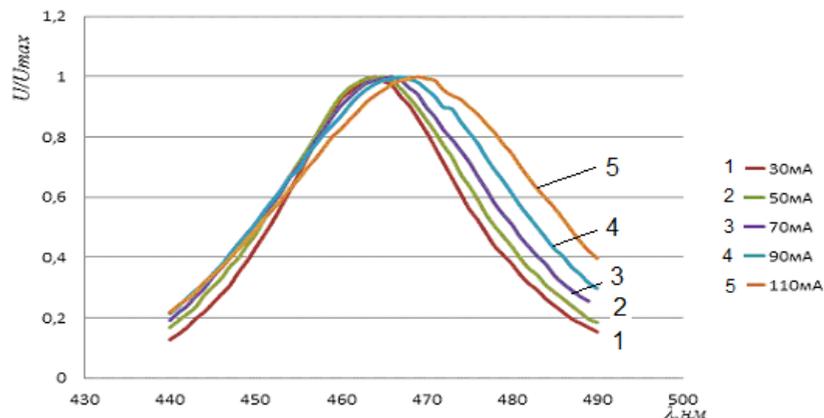


Рис. 2. Спектры свечения СИД, измеренные при разных величинах рабочих токов

Снова помещаем светодиоды в держатель монохроматора и снимаем спектральные зависимости уже от плотности тока. Результаты измерений представлены на рис. 2. Проведя анализ величины сдвига длинноволновой области спектра от величины рабочего тока, который заключается в определении зависимости длины волны спада на уровнях 80–50% от максимума интенсивности излучения, рассчитываем усредненное значение температуры активной области СИД при заданных токах.

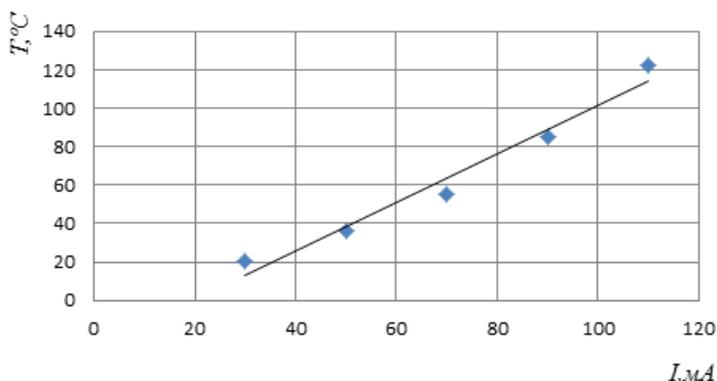


Рис. 3. Усредненная методом наименьших квадратов зависимость температуры активной области СИД от величины рабочего тока

Рассчитав угол наклона прямой, можно написать закон роста температуры с увеличением прямого тока для данной партии светодиодов (ток в мА):

$$T = 1,27 \times I - 24,8.$$

Для построения графика, представленного на рис. 3, используем метод наименьших квадратов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сокольников А.В. Определение температуры перехода в гетероструктуре сверхъяркого светодиода / А.В. Сокольников, С.О. Игошев, В.В. Траксова // Электроника и информационные технологии. 2010. №2. С. 34–39.

2. Установка для комплексных исследований СИД / А.В. Ермолаев, Д.В. Богатырева, Н.В. Сапегина, А.Н. Коровкин // Научная сессия ТУСУР–2012. Т. 1. С. 140–142.

ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ АППАРАТНЫХ ФУНКЦИЙ КАРМАННОГО ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАФА

*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, Томский политехнический университет, kirill_ovk@mail.ru*

Целью работы является разработка карманного электрокардиографа. Карманный электрокардиограф предназначен для индивидуального использования человеком с целью отслеживания и выявления заболеваний сердца в домашних условиях. Подобное наблюдение за сердцем необходимо для людей, которые, прежде всего, уже перенесли различные заболевания сердечно-сосудистой системы, например в постоперационный период, а также для людей, склонных к подобным заболеваниям. Использование прибора также поможет обнаружить заболевания на ранней стадии.

Одной из нескольких особенностей, реализованных в приборе, является возможность считывания электрокардиограммы с пальцев пациента, а для более подробного обследования в приборе реализована возможность подключения грудных отведений, что позволит произвести считывание ЭКГ в других проекциях.

Программное обеспечение построено на базе операционной системы (ОС) реального времени FreeRTOS v4.7.2 [1]. Благодаря использованию ОС удалось сократить время разработки посредством создания соответствующих задач [2]. Для контроля задачи имеется специальный набор API-функций, описание которых можно найти на офи-

циальном сайте FreeRTOS [3]. В электрокардиографе было создано 6 задач для организации необходимого функционала в приборе.

Разработка встроенного ПО производилась в среде Coocox CoIDE, которая предназначена для разработки программного обеспечения микроконтроллеров архитектуры ARM. Для компиляции исходного кода использовался GCC compiler, который входит в комплект GNU Tools for ARM Embedded Processors. Данные инструменты являются бесплатными и имеют очень хорошую поддержку. Для отладки использовалась отладочная плата STM32F4Discovery.

Помимо использования ОС и создания в ней задач, для организации работы прибора потребовалось создание подфункций преобразования 24-битного формата данных, полученных из АЦП, в 32-битный формат микроконтроллера. Подобная операция необходима для корректной работы микроконтроллера с отрицательными значениями, полученными из АЦП. Среди необходимых для работы прибора функций имеется функция построения графиков. Функция накапливает 4 значения, достраивает требующиеся значения между полученными и отправляет весь массив по SPI интерфейсу на дисплей. Подобная организация необходима из-за аппаратных требований дисплея. Кроме вышеописанных особенностей, можно отметить, что полученные данные отправляются на карту памяти с частотой 500 SPS, в свою очередь на дисплей данные отправляются с частотой 125 SPS. Такое изменение частоты семплирования было необходимо для того, чтобы уместить на дисплее примерно 2 с времени. Для этого также понадобилась функция, которая производит выборку каждого четвертого отсчета, полученного от АЦП, и отправляет в функцию построения графиков.

К особенностям прибора можно отнести использование аналого-цифрового преобразователя большой разрядности, а именно сигма-дельта АЦП на 24 бита, это позволило отказаться от применения аналоговых фильтров в пользу цифровых фильтров. Такое исполнение прибора стало возможным благодаря использованию новой элементной базы. Список основных элементов, использованных в приборе, дан в таблице.

Список элементов с интерфейсом взаимодействия

Название элемента	Интерфейс взаимодействия
ADS1292	SPI
LCD Screen	SPI
SD Card	SDIO
Keyboard	GPIO
STM32F152	SWD

Вычислительным ядром прибора является ARM контроллер 7-го семейства с встроенными аппаратными функциями DSP и FPU. Его мощности достаточно для выполнения всех математических расчётов цифровых фильтров и для функционирования операционной системы реального времени, выполняющей необходимые функции и операции. Остальные элементы конструкции являются стандартными для приборов, которые взаимодействуют с человеком и компьютером.

Также стоит отметить, что для корректного отображения ЭКГ использовались два БИХ цифровых фильтра. Фильтр верхних частот с частотой среза в 1 Гц убирает дрейф изолинии, который может составлять порядка 300 мВ, благодаря ему график ЭКГ не уходит за границы дисплея. Фильтр низких частот с частотой среза 45 Гц предназначен для фильтрации сетевой наводки и других высокочастотных помех, которые сильно зашумляют график ЭКГ на дисплее. Использование БИХ фильтров обусловлено тем, что при небольшом порядке фильтра они имеют большее ослабление сигнала на заданной частоте по сравнению с КИХ фильтрами.

Как результат всех вышеописанных разработок, можно привести график полученных данных, считанных с *SD* карты, построенных при помощи программного пакета MatLab (рис. 1).

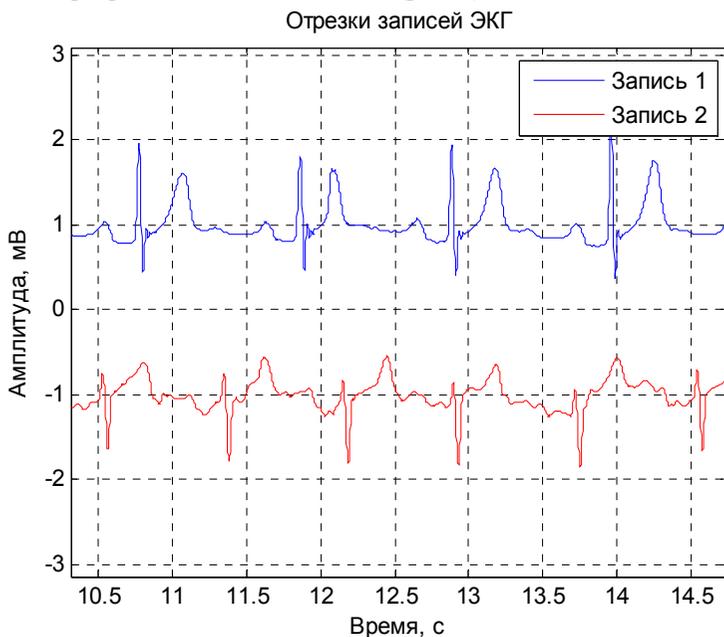


Рис. 1. ЭКГ пациента №1

На рис. 1 представлена электрокардиограмма, считанная с пальцев руки пациента. По полученным данным уже можно проводить простые методы анализа состояния сердца в виде регистрации различных нарушений ритма.

Проект поддержан грантом Президента РФ «Разработка и исследования емкостных электродов для бесконтактной диагностики и методики их применения для электрокардиографии».

ЛИТЕРАТУРА

1. Борисов-Смирнов А. Операционные системы реального времени для микроконтроллеров // Chip news. 2012. № 5. 20 с.
2. Сорокин С. Системы реального времени //Современные технологии автоматизации. 2010. № 2. 25 с.
3. FreeRTOS описание функций API [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.freertos.org/a00106.html>

ПРИМЕНЕНИЕ КАРМАННЫХ ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАФОВ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ИШЕМИЧЕСКИХ БОЛЕЗНЕЙ СЕРДЦА

А.А. Порхунув, А.С. Старчак, Д.Н. Никонирова, магистранты ТПУ

Научный руководитель И.А. Лежнина, доцент каф. ИИТ, к.т.н.

г. Томск, НИ ТПУ, arti92_uk@mail.ru

По данным официальной медицинской статистики [1], сердечно-сосудистые заболевания – главная причина инвалидности и смертности населения во всех странах мира. Ежегодно от болезней сердца умирают около 17 млн человек, что составляет примерно 29% всех смертельных случаев. Поэтому в последнее время становится актуальной разработка прибора, который позволит своевременно измерять ЭКГ и при необходимости сразу же обращаться к лечащему врачу.

Существующие электрокардиографы индивидуального применения можно разделить на две категории: домашние и портативные («карманные»).

Домашние электрокардиографы представляют собой приборы с простой структурой, низкой ценой и используются как приставка к персональному компьютеру. Измерение ЭКГ проводится стандартным способом и предполагает самостоятельное наложение электродов.

В отличие от домашних, карманные электрокардиографы представляют собой законченные устройства. Главное преимущество карманных электрокардиографов – портативность и возможность получить диагноз в любое время в любом месте.

Основная проблема заключается в том, что на сегодняшний день нет таких приборов, которые совмещают в себе простоту применения карманных и диагностическую ценность домашних электрокардиографов. Исходя из этого, была поставлена задача реализации прибора, который совместит информативность и простоту снятия ЭКГ-сигнала. На первой стадии проекта создается прибор, имеющий функции стандартного карманного электрокардиографа и служащий для обработки новых решений.

В качестве основы прибора была выбрана интегральная микросхема ADS1291 компании Texas Instruments [2]. В данной микросхеме реализованы все необходимые специфические функции и компоненты, характерные для измерения сигналов биологического происхождения.

Также в качестве одного из решений предлагается разработка модуля со встроенными электродами для регистрации произвольных грудных биполярных отведений. Такой модуль способен регистрировать не более одного отведения одновременно. Для получения двух и трех отведений, применяющихся в диагностике ишемии, требуется провести измерения последовательно.

Чтобы оценить практическую значимость разработки грудного модуля и измерения ЭКГ в нескольких отведениях, нами было проведено исследование характера изменения ЭКГ-сигнала, снятого посредством одного отведения при аритмии и ИБС. Данные о болезнях, регистрируемых с помощью отведений, представлены в таблице.

Болезни сердца

Болезнь	Отведение	Характер изменения на ЭКГ
Синусовая брадикардия	I	1) Укорочение интервалов R–R (уменьшение ЧСС до 59–40 в мин). 2) Сохранение правильного синусового ритма
Синусовая аритмия	I	1) Колебания продолжительности интервалов R–R, превышающие 0,15 с и связанные с фазами дыхания. 2) Правильное чередование зубцов P и комплекса QRS
Синотриальная блокада	I	1) Периоды выпадения зубцов P и комплексов QRST. 2) Увеличение в момент выпадения средних циклов интервалов P–P или R–R в 2 раза
Инфаркт миокарда	I	Зубец Q > 0,03 с, глубина > 3 мм, амплитуда больше 1/3 амплитуды зубца R
Стенокардия	Отведения V ₁ –V ₆	1) Разнообразные изменения зубца T. 2) Ишемическая депрессия сегмента RS–T (ниже изолинии)

Для реализации идеи разработан портативный электрокардиограф с автономным питанием, OLED экраном и управляющим элементом в виде 3-кнопочной клавиатуры и дополнительным разъемом для подключения грудных электродов (рис. 1).



Рис. 1. Карманный электрокардиограф

Прибор обеспечивает:

- регистрацию ЭКГ с пальцев рук и грудных отделений;
- отображение ЭКГ в реальном времени на экране;
- сохранение информации на SD карте;
- определение значений диагностических показателей;
- накопление данных для последующих консультаций с врачом.

Ниже на рис. 2 приведены первые результаты записи ЭКГ-сигнала, на записи видны характерное изменение амплитуды зубца R и разнообразные изменения зубца T, а также ишемическая депрессия сегмента RS-T (ниже изолинии), все эти признаки указывают на стенокардию.

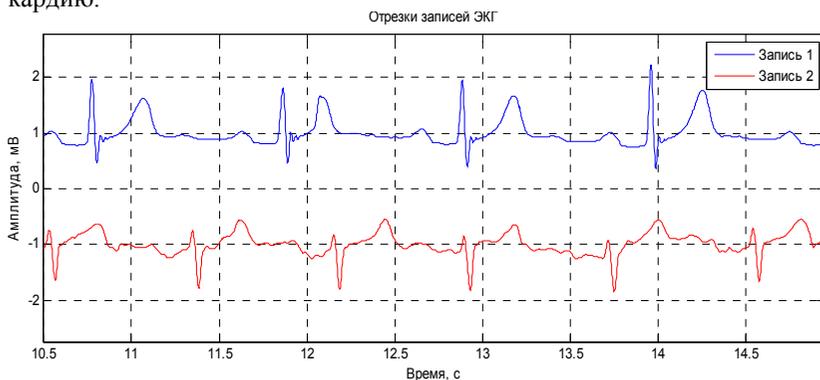


Рис. 2. Запись ЭКГ в первом и втором грудном отведении у пациента со стенокардией, сделанная созданным прибором

Упрощенный метод регистрации ЭКГ только от одного отведения достаточно информативен для оценки функционального состояния сердечной деятельности и с определенной степенью достоверности определяет начальные признаки нарушений в работе сердца. По оценкам кардиологов, существует большая потребность в создаваемой аппаратуре.

ЛИТЕРАТУРА

1. Всемирная организация здравоохранения. Сердечно-сосудистые заболевания. Информационный бюллетень №317. Март 2013.
2. Texas Instruments. Low-Power 2-Channel, 24-Bit Analog Front-End for Biopotential Measurements [<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/ads1291.pdf>].

ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ИМПУЛЬСОВ СВЕТА НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ВИЗУАЛЬНОЙ СТИМУЛЯЦИИ

В.А. Бойко, И.С. Алексеева, М.А. Васильева, студенты

Научный руководитель М.Н. Романовский, доцент

г. Томск, ТУСУР, каф. КУДР, kudr@main.tusur.ru

*Проект ГПО КУДР-1201 – «Визуальная стимуляция
когнитивной деятельности»*

Пульсирующий свет с давних времен применяется в целях духовного совершенствования человека [1]. Научный подход к изучению действия пульсаций света на организм стал возможен после создания электроэнцефалографа. Английский нейрофизиолог Уолтер Грей в 1940 г. обнаружил, что электрическая активность головного мозга синхронизируется с пульсирующим светом [2], повторяет частоту визуальной стимуляции (ВС).

В последние годы получили распространение светодиодные аппараты ВС с одной или двумя частотами синхронизации [3]. Вместе с тем в научной литературе очень мало сведений о влиянии таких аппаратов на психофизиологическое состояние человека. Цель настоящей работы – экспериментальный анализ влияния параметров импульсов света светодиодных аппаратов на эффективность ВС в режиме психоэмоциональной коррекции.

Использовали аппарат ВС [4], обеспечивающий поочередное воздействие на периферические поля зрения левого и правого глаза импульсов света (цвет излучения – зеленый, длина волны – 525 нм), модулированных с частотой альфа-ритма головного мозга (рис. 1).

Мощность излучения ($I_{a,6}$) в максимуме импульса света составляла 7,5 мкВт, длительность сеанса ВС – 5 мин, частота следования импульсов модуляции ($1/T_{II}$) – 9,2 Гц, глубина модуляции – 100%. Варьировались длительность импульсов света (T_{II}) и длительность импульсов модуляции (T_M).

В исследовании участвовали студенты ТУСУРа и СибГМУ в возрасте 20–22 года. Психофизиологическое состояние участников оценивали по вариабельности сердечного ритма (BCP) [5].

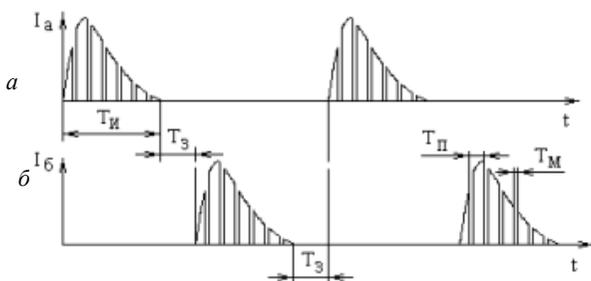


Рис. 1. Сигналы управления правым (а) и левым (б) излучателями

Регистрацию и запись кардиограмм производили в течение 5 мин непосредственно до и после сеанса ВС с помощью аппаратно-программного комплекса «Варикард» [6]. Программное обеспечение комплекса включает большое число различных программных средств для анализа ВСР, формирования и ведения баз данных, отображения и печати исходных данных и результатов анализа. Статистическую обработку результатов проводили с использованием программы Statistica 7. Для оценки однородности попарно связанных выборок показателей до и после сеанса ВС (р-уровень) применяли непараметрический критерий Вилкоксона.

Эксперименты показали, что при модуляции света импульсами малой длительности ритмическая стимуляция головного мозга происходит на неосознаваемом уровне восприятия, что создает комфортные условия для совмещения ВС, например с когнитивной деятельностью. Стимуляция собственно когнитивной деятельности возможна при частотах модуляции света, отвечающих бетта-диапазону естественных частот головного мозга.

ЛИТЕРАТУРА

1. Беббит Э.Д. Принципы света и цвета. Исцеляющая сила цвета. Киев: София, 1996. 320 с.
2. Грей Уолтер. Живой мозг. М.: Мир, 1966.
3. Безносюк Е.В. Современные технические аппаратные и компьютерные средства, используемые в психотерапии / Е.В. Безносюк, А.И. Кучинов // Методы современной психотерапии. М.: Класс, 2001. С. 437–462.
4. Бугров Е.В. Аппарат визуальной светотерапии / Е.В. Бугров, А.А. Бомбизов, М.Н. Романовский // Доклады ТУСУРа. 2012. № 1 (25), ч. 2. С. 270–272.
5. Анализ variability сердечного ритма при использовании различных электрокардиографических систем (методические рекомендации) / Р.М. Баевский, Г.Г. Иванов, Л.В. Чирейкин и др. // Вестник аритмологии. 2001, № 24. С. 65–87.
6. Институт внедрения новых медицинских технологий [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.ramena.ru>, свободный (дата обращения: 02.03.2014).

СЕКЦИЯ 5

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ

*Председатель секции – Лоцилов А.Г., с.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.,
зам. председателя – Бомбизов А.А., м.н.с. СКБ «Смена»*

ПРОБЛЕМА ИСПАРЕНИЯ ЧЕРНИЛ ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИИ ПЛОТТЕРНЫХ СИСТЕМ ПЕЧАТИ ИЗДЕЛИЙ ОРГАНИЧЕСКОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

*А.М. Аллануров, студент 4-го курса РКФ,
А.Е. Здрок, инженер СКБ «Смена»*

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

г. Томск, ТУСУР

Проект ГПО РЭТЭМ-1203

В настоящее время область печатной электроники весьма бурно развивается. К основным областям применения печатной технологии традиционно относят: изготовление органических солнечных батарей; печать органических дисплеев, в том числе на гибком основании; OLED-освещение; радиометки для систем идентификации; датчики физических величин; карты памяти; гибкие аккумуляторные батареи и др. [1].

В цифровой технологии печати широкое распространение получил метод струйной пьезоэлектрической печати (Piezoelectric Ink Jet). В настоящее время данный метод реализован в специализированных принтерах фирмы Fujifilm, Dimatix [2–3]. Недостатками струйных систем является высокое требование к параметрам чернил. Технология струйной печати доминирует в области цифровых методов получения пленок, но присущие ей недостатки делают целесообразным и актуальным альтернативные методы нанесения пленок, по тем или иным параметрам превосходящие сложившуюся технологию.

Один из таких методов реализуется с помощью плоттерной или контактной печати, существенно отличающейся от струйной. Основным недостатком плоттерной системы является изменение концентрации активного вещества в чернилах вследствие испарения растворителя. Это связано с тем, что печать осуществляется из открытого капилляра, а забор чернил выполняется из открытой кюветы. Преимущества контактной системы – высокая точность дозирования (от 0,6 пл), высокое разрешение (от 5 мкм). Кроме этого, такая система является дос-

таточно простой в эксплуатации и не имеет жестких требований к параметрам чернил.

На данном этапе работы нами использовался плоттер Gix Microplotter II (производство фирмы Sonoplot, США) [4]. В качестве активного вещества чернил нами брался полимер МЕН-PPV, а растворителем служил толуол [5]. Для решения проблемы изменения концентрации активного вещества разработана автоматизированная кювета, позволяющая контролировать испарение толуола из кюветы во время печати.

Для жидкостей, налитых в открытые цилиндрические сосуды малых диаметров, известна формула для расчета скорости испарения:

$$V_z = \frac{k_t}{h} \cdot \ln \frac{P - \varphi P_S}{P - P_S}, \quad (1)$$

где h – расстояние от поверхности жидкости до свободного края цилиндра; k_t – коэффициент диффузии паров; P – давление воздуха; P_S – давление насыщенного пара; φP_S – давление паров в воздухе [6].

Для экспериментальной оценки формулы (1) были взяты два цилиндрических сосуда разного диаметра (1 и 2 мм), наполненные толуолом, за которыми велось длительное наблюдение. Построены графики зависимости скорости испарения в данных сосудах от положения уровня жидкости до свободного края цилиндра (рис. 1). Также был построен график в тех же координатах, соответствующий формуле (1).

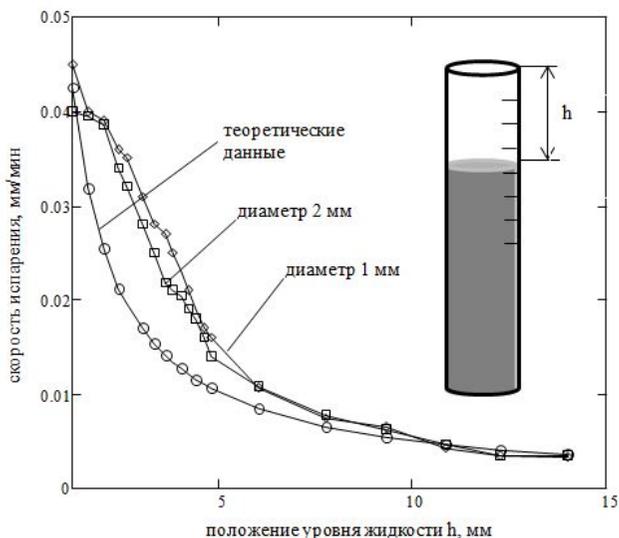


Рис. 1. Зависимости скорости испарения толуола от положения уровня жидкости в кювете

При сравнении графиков для цилиндрических сосудов различных диаметров установлено, что экспериментальные значения при положении уровня жидкости более 7 мм отличаются от теоретических не более чем на 10%. Для сосудов с диаметрами 1 и 2 мм скорость испарения толуола сильно уменьшается при достижении уровня жидкости 10–12 мм от свободного края цилиндра. Из этого следует, что целесообразно поддерживать уровень толуола в сосуде на данном оптимальном уровне для уменьшения испарения. Исходя из проведенных измерений и расчетов, предложено модифицировать плоттерную систему, дооснастив её автоматизированной кюветой. При этом в принтере GIX Microplotter II печать должна осуществляться следующим образом:

- капилляр плоттера подъезжает к кювете с чернилами (рис. 2, а);
- с помощью дозатора уровень чернил в кювете поднимается для забора капилляром (рис. 2, б);
- происходит забор жидкости в капилляр плоттера (рис. 2, в);
- с помощью дозатора уровень чернил в кювете опускается до положения $h=12$ мм (рис. 2, г);
- осуществляется печать.

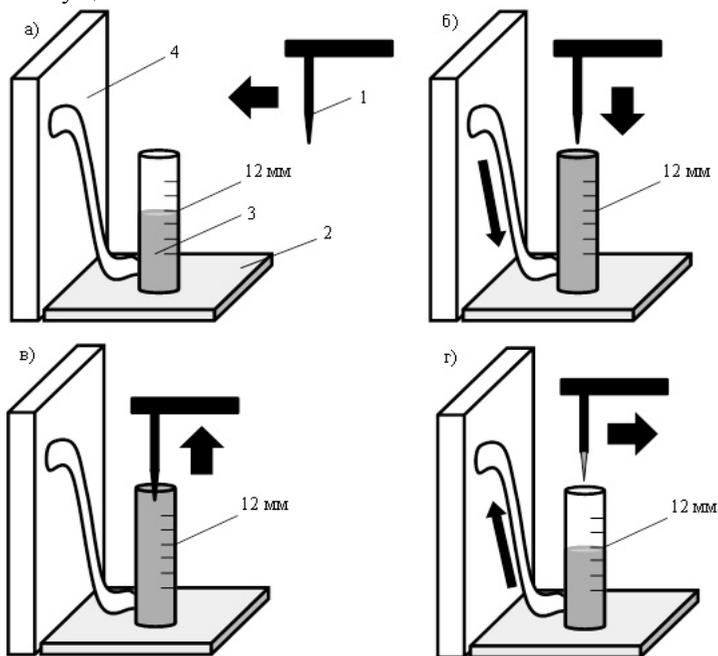
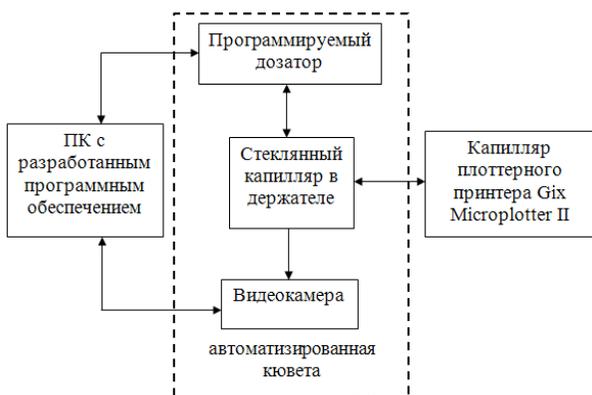


Рис. 2. Последовательность операций, предлагаемых при печати с помощью плоттера Gix Microplotter II: 1 – капилляр плоттера; 2 – кювета на подставке; 3 – чернила в кювете; 4 – дозатор

На данном этапе работы нами разработан экспериментальный макет, структурная схема которого изображена на рис. 3. Кювета представляет собой стеклянный капилляр, находящийся в вертикальном положении, помещенный в держатель. Управление высотой столба жидкости производится с помощью программируемого дозатора [7]. Управление дозатором осуществляется с помощью разработанного программного обеспечения (рис. 4), которое предустановлено на персональном компьютере. Контроль чернил по высоте в кювете обеспечивается с помощью цифровой видеокамеры.



Контроль чернил по высоте в кювете обеспечивается с помощью цифровой видеокамеры.

Рис. 3. Структурная схема экспериментального макета автоматизированной кюветы

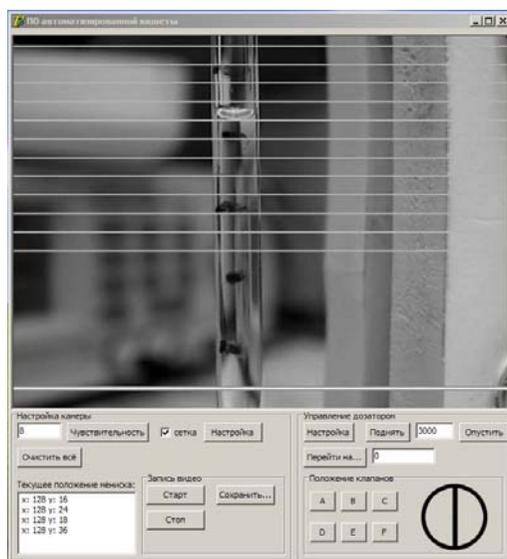


Рис. 4. Интерфейс программного обеспечения автоматизированной кюветы

При использовании предложенной модификации уменьшится испарение чернил во время печати, а значение концентрации будет удовлетворять нашим условиям. Было рассчитано, что для объема чернил, соответствующего печати матрицы средних размеров, равного 50 мкл, испарится примерно 0,07 мкл, а концентрация при этом изменится на 0,01%.

В результате работы была проанализирована проблема испарения разрабатываемой системы плоттерной печати. Было предложено решение данной проблемы. Также разработаны экспериментальный макет автоматизированной кюветы и необходимое программное обеспечение. Планируется доработка программного обеспечения с целью полной автоматизации системы (без участия человека-оператора).

ЛИТЕРАТУРА

1. Printed Electronics, Now and Future / V. Kantola, J. Kulovesi, L. Lahti et al. // Helsinki University Print. 2009.
2. Fujifilm Industrial Inkjet Printheads [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.fujifilmusa.com/products/industrial_inkjet_printheads, свободный (дата обращения: 20.03.2014).
3. VersaDrop technology [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.fujifilmusa.com/products/industrial_inkjet_printheads/technology/versadrop/index.html, свободный (дата обращения: 20.03.2014).
4. GIX Microplotter II [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.sonoplot.com/products/gix-microplotter-ii>, свободный (дата обращения: 20.03.14).
5. Studies on Printing Inks Containing Poly[2-methoxy-5-(2-ethylhexyl-oxy)-1,4-phenylenevinylene] as an Emissive Material for the Fabrication of Polymer Light-Emitting Diodes by Inkjet Printing / J.-T. Kwon, S.-H. Eom, B.-S. Moon et al. // Bulletin of the Korean Chemical Society. 2012. № 33(2). P. 464–468.
6. Мартенс Л.К. Техническая энциклопедия: в 26 т. 1929. Т. 9. С. 360–366.
7. Norgren Kloehn V6 Syringe Drive Pump Manual [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://resources.norgren.com/document_resources/USA/PDS-0005_V6_Syringe_Driv_Pump_REV_208.pdf, свободный (дата обращения: 20.03.2014).

МАКЕТ БЕСПРОВОДНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В ШАХТНЫХ СООРУЖЕНИЯХ

В.Д. Фисюк, студент 2-го курса каф. КУДР,

А.А. Бомбизов, м.н.с. СКБ «Смена»

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

г. Томск, ТУСУР, slacool@mail.ru

Измерения электромагнитных сигналов, возникающих в ходе деформации горных пород, вызывают особый интерес для задач диагностики шахтных сооружений [1]. Для проведения исследований изменения напряженно-деформированного состояния шахтного массива

нашим коллективом совместно с коллективом НИ ТПУ под руководством А.А. Беспалько был разработан автономный анализатор электромагнитных и акустических сигналов РЭМАС-1 [1], предназначенный для длительной регистрации (4 суток и более) и записи данных характеризующих излучение горной породы на различных этапах технологии добычи. Проведены экспериментальные исследования с использованием разработанного прибора. Ключевым ограничением, сдерживающим применение прибора в шахте, является невозможность получения данных в реальном масштабе времени.

В связи с этим была поставлена задача разработки и исследования системы связи, обеспечивающей передачу данных с приборов в условиях шахты. Учитывая, что внедрение проводных технологий передачи данных требует больших затрат, особое внимание было уделено беспроводным технологиям передач данных.

Был произведен аналитический обзор модулей радиосвязи и определена топология сети связи приборов в шахте. Предложено использовать ячеистую (mesh) топологию [2], в которой каждый из элементов сети может соединиться с несколькими другими элементами и выступать в роли ретранслятора сигнала. Как известно, такая технология характеризуется высокой помехоустойчивостью.

В качестве модуля приемопередатчика была выбрана гибридная интегральная схема SIM20 [3] компании Simcom Technology. Модуль работает в ISM-диапазоне 433–434,79 МГц. Максимальная выходная мощность 20 мВт (10 уровней выходной мощности). Скорость обмена данными 2400–128000 бит/с. Чувствительность приемника –118 дБм.

На базе выбранной микросхемы изготовлен комплект из трех приемопередающих модулей для экспериментальной оценки дальности связи при различной скорости передачи данных.

Экспериментальные исследования планируется провести на макете беспроводной системы связи, структурная схема которой изображена на рис. 1.

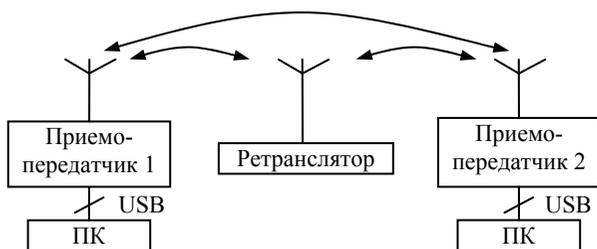


Рис. 1. Макет системы связи

Макет системы связи содержит три приемопередатчика, два из которых подключены к ПК с помощью шины USB и управляются при помощи разработанного ПО, третий приемопередатчик выступает в роли ретранслятора для обеспечения большей дальности связи.

Алгоритм тестирования параметров макета системы связи заключается в следующем:

- 1) производится инициализация модулей;
- 2) задается начальная скорость взаимодействия между устройствами;
- 3) посылается N пакетов данных от приемопередатчика 1 к приемопередатчику 2;
- 4) принятые пакеты от приемопередатчика 2 посылаются к приемопередатчику 1;
- 5) выполняется сравнение отправленного и полученного пакетов;
- 6) рассчитывается процент ошибок;
- 7) результаты теста фиксируются в протоколе;
- 8) увеличивается скорость взаимодействия устройств;
- 9) если скорость не максимальна то, переход к п. 3;
- 10) завершение тестирования.

Алгоритм реализован в программном обеспечении SIM TEST. Интерфейс разработанного программного обеспечения приведен на рис. 2.



Рис. 2. Интерфейс программного обеспечения для тестирования макета системы связи

На данный момент проводятся испытания системы в шахтных условиях.

ЛИТЕРАТУРА

1. Разработка прибора для мониторинга напряженно-деформированного состояния горных пород по косвенным признакам электромагнитного и акустического излучения / А.А. Бомбизов, А.А. Беспалько, А.Г. Лоцилов,

А.В. Филатов // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2012. №2(26), ч. 1. С. 141–143.

2. Технологии и средства связи [Электронный ресурс]. Электронный журнал. Режим доступа: http://www.tssonline.ru/articles2/fix-op/mesh_seti_tech_n_prilozh_oborud

3. SIMCOM [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://simcom.ee/modules/short-range/sim20/>

СОВРЕМЕННЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ СОЗДАНИЯ ПОРТАТИВНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ СВЧ С ВЫСОКИМИ МЕТРОЛОГИЧЕСКИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ

А.В. Горевой, аспирант каф. РЗИ, ведущий инженер ДИИС

г. Томск, ЗАО «НПФ «Микран», ТУСУР, andrew.gorevoy@micran.ru

Совершенствование технологий производства интегральных схем привело к тому, что вычислительная мощность, содержащаяся в большом системном блоке компьютера пятнадцать лет назад, теперь умещается на ладони и способна работать в течение длительного времени на аккумуляторном питании. Разумеется, микроэлектроника развивается во многих широких направлениях, в том числе в компонентах СВЧ-устройств. Успехи ее видны невооруженным глазом. Какие-то устоявшиеся технические решения оформляются в виде интегральных схем с высокой степенью интеграции и позволяют снижать габариты и энергопотребление применяющих их систем.

Например, построение относительно универсального синтезатора с ФАПЧ уже возможно всего на двух микросхемах, одна из которых – опорный кварцевый генератор [1] по размеру не меньше микросхемы ФАПЧ, содержащей остальную часть системы (управляемый генератор, частотно-фазовый дискриминатор, делители частот, схемы индикации и контроля) [2]. Чтобы расширить функциональные характеристики синтезатора в части управления мощностью выходного сигнала, доступны широкополосные усилители мощности, например [3], микросхемы ступенчатых аттенуаторов, например [4], переключатели СВЧ до 3 ГГц с возможностью коммутации десяти каналов в один для реализации переключаемых ФНЧ [5], не говоря уже о микроконтроллерах с операционными системами реального времени и поддержкой многих интерфейсов, микросхем управления питанием и малогабаритных соединителей. Оценка суммарного потребления компонентов дает возможность реализовать компактное устройство с питанием и управлением, например от шины USB 2.0. Широкое распространение этой шины и широкий выбор электронных компонентов для наиболее массовых систем – до 6 ГГц подвигли автора на разработку портативного

универсального измерительного широкополосного генератора СВЧ с высокими функциональными и метрологическими характеристиками и исключительным питанием и управлением от шины USB 2.0.

Постановка задачи. Сложнейшей технической задачей при построении портативного прибора с характеристиками полноразмерных настольных приборов является совмещение малого потребления (в данном случае физически ограниченного возможностями шины USB 2.0 на уровне 2,5 Вт) с совокупностью этих характеристик. Перечислим эти характеристики:

- сверхширокая полоса перестройки частоты почти от нулевой частоты;
- минимальное частотное разрешение (не более 1 Гц);
- высокая спектральная чистота (не выше -70 дБн по составляющим дискретного спектра, кроме гармоник, но не выше -120 дБн/Гц на 10 кГц при несущей 1 ГГц в непрерывном спектре);
- стабильный уровень мощности (изменения не выше 1 дБ) с возможностью его ступенчатого изменения в диапазоне 30–50 дБ от максимального значения (типично не менее 10 дБм);
- модуляция: АМ, ЧМ, ФМ, ИМ;
- встроенный низкочастотный генератор сигналов стандартных форм, используемый в качестве источника модулирующих сигналов;
- различные режимы сканирования (по частоте, мощности, произвольному списку);
- поддержка системы команд измерительных приборов SCPI;
- поддержка распространенных интерфейсов: LAN, USB, RS232, GPIB.

Если выполнение требований к диапазону частот, управлению мощностью, модуляциям, низкочастотному генератору, сканированию и работе с интерфейсами вполне возможно с использованием уже имеющихся микросхем [4, 6–9], то реализация требуемого частотного разрешения с высокой степенью спектральной чистоты остается сложной задачей.

Как известно, в современных микросхемах ФАПЧ с дробными делителями частоты с дельта-сигма-модуляторами, обеспечивающими герцовое разрешение, существенную трудность представляет обеспечение спектральной чистоты из-за т.н. Integer Boundary Spur [10]. Пожалуй, единственным выходом здесь становится изменение опорной частоты – добавление еще одного опорного генератора на другую частоту, приводящее к трудностям с обеспечением высокой изоляции неиспользуемого генератора [11]. Разрешение при этом не улучшается. Другой вариант – применение цифрового вычислительного синтезатора (ЦВС), дающее неприемлемый рост энергопотребления системы.

Предлагаемое решение. Предлагаемый автором выход заключается в нестандартном применении указанных выше микросхем (рис. 1), когда роль ЦВС играет дробный делитель частоты со входным умноженным по частоте сигналом опорного кварцевого генератора, а остальная часть микросхемы работает по своему прямому назначению, фильтруя в узкой полосе со смещением частоты выходной сигнал делителя. Работа с преобразованием частоты позволяет добиться субгерцового разрешения сразу на СВЧ при высокой спектральной чистоте сигнала. Затем выходной сигнал управляемого генератора (УГ) делится делителем (ДЧ) до 50–100 МГц для подачи на микросхему ФАПЧ в стандартном включении.

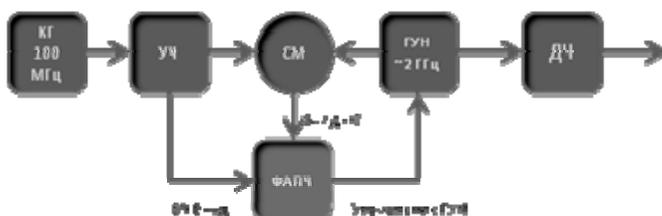


Рис. 1. Нестандартное применение микросхемы ФАПЧ

Результаты использования. Описанное решение применено в новой разработке ДИИС «ЗАО «НПФ «Микран» – портативном универсальном лабораторном измерительном генераторе PLG06, подробно описанном в [12]. По совокупности характеристик прибор не имеет аналогов в мире, обладая «игрушечной» внешностью (рис. 2), включает в себя полный набор функций полноразмерных настольных измерительных генераторов с исключительным питанием и управлением по кабелю шины USB 2.0. Для интеллектуальной защиты предложенного решения подана заявка на патент на изобретение.



Рис. 2. Фото PLG06

ЛИТЕРАТУРА

1. 2.7~5.5 V Clipped Sine TCXO. GTXO-71. Datasheet. Golledge [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.golledge.com>, свободный.
2. HMC833LP6GE. Fractional-N PLL with integrated VCO 25-6000 MHz. Datasheet. Hittite Microwave Corp. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.hittite.com>, свободный.
3. ICs-Amplifiers-Gain Blocks & Drivers. Hittite Microwave Corp. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://hittite.com>, свободный.

4. 50 Ohm Digital Step Attenuators. Peregrine Semiconductor [Электронный ресурс]. Режим доступа: www.psemi.com, свободный.
5. RF Switches. Infineon [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.infineon.com>, свободный.
6. HMC346MS8G GaAs MMIC SMT voltage-variable attenuator, DC-8 GHz. Datasheet. Hittite Microwave Corp. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.hittite.com>, свободный.
7. HMC928LP5 450° Analog Phase Shifter, 2–4 GHz. Datasheet. Hittite Microwave Corp. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.hittite.com>, свободный.
8. AD9102 Low Power, 14-Bit, 180 MSPS, Digital-to-Analog Converter and Waveform Generator. Datasheet. Analog Devices Inc. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.analog.com>, свободный.
9. MAX2870 23.5 MHz to 6000 MHz Fractional/Integer-N Synthesizer/VCO. Datasheet. Maxim Integrated [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.maximintegrated.com>, свободный.
10. HMC704LP4 8 GHz Fractional-N PLL. Datasheet. Hittite Microwave Corp. [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.hittite.com>, свободный.
11. Скоторенко И. Синтезатор частот. Патент РФ № 2458461.
12. Портативный USB-синтезатор ЗАО «НПФ «Микран» [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.micran.ru/sites/micran_ru/data/UserFile/File/KIA/USB-synthesizer.pdf, свободный.

ИМПУЛЬСНЫЙ МЕТОД ДИАГНОСТИКИ МАГИСТРАЛЬНОГО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ИНТЕРФЕЙСА

С.П. Караульных, инженер СКБ «Смена»

*Научный руководитель А.Г. Лоцилов, к.т.н., с.н.с. СКБ «Смена»
г. Томск, ТУСУР, e-mail: KSGM0289@sibmail.com*

В настоящее время в передовой космической, авиационной и судостроительной технике содержится большое количество современного оборудования, для которого необходимо обеспечить питающее напряжение и канал передачи данных (информационные магистрали). Требования, предъявляемые стандартами к надежности каналов передачи данных, очень высоки.

Одним из наиболее распространённых стандартов является ГОСТ Р 52070–2003 (Интерфейс магистральной последовательной системы электронных модулей. Общие требования) [1], который распространяется на магистральный последовательный интерфейс с централизованным управлением, применяемый в системе электронных модулей, и устанавливает требования:

- к организации обмена информацией;
- к функциям устройств интерфейса и контролю передачи информации;
- к характеристикам информационной магистрали;
- к характеристикам устройств интерфейса;
- к интерфейсу с резервированием.

На рис. 1 приведена схема технических средств интерфейса в ее основной (базовой) конфигурации.



Рис. 1. Структурная схема технических средств интерфейса:

- 1 – согласующие резисторы; 2 – контроллер шины;
3 – оконечное устройство; 4 – разветвители с трансформаторной связью

Контроллер шины поз. 2 – устройство интерфейса, управляющее обменом информацией. Согласующие резисторы на концах магистральной шины поз. 1 служат для согласования шины. Оконечные устройства поз. 3 функционируют в соответствии с подаваемыми командами по магистральной шине от контроллера шины.

В ходе контроля импеданса магистральной шины на соответствие ГОСТ Р 52071–2003 п. 5.2 в ручном режиме была выявлена высокая трудоемкость проводимого контроля, описанного в данном стандарте. При проведении контроля импеданса магистральной шины задается множество режимов на концах ответвлений магистральной шины. Для контроля импеданса ответвителя (разветвитель и шлейф) необходимо подключиться к каждому ответвлению. Информационная магистраль может содержать до 32 оконечных устройств, и для проведения контроля подобной информационной магистрали потребуется задать 1024 режима.

В стандарте имеется уточнение о том, что допускаются альтернативные методы тестирования информационной магистрали. Следуя данному, предлагается применить альтернативный метод диагностики.

Предлагаемый метод диагностики заключался в подаче на вход магистральной шины импульсного тестового воздействия с последующей регистрацией отклика. По измеренным характеристикам можно оценить импеданс магистральной шины, локализовать отклонения (неисправность) в магистральной шине и сократить время проведения тестирования. Предлагаемый метод позволяет получить все необходимые характеристики шины за одно измерение, в отличие от стандартных методов контроля, в которых необходимо проводить большее количество измерений для получения аналогичных результатов.

Были проведены предварительные экспериментальные исследования по диагностике предложенным методом отрезка кабеля длиной 50 м со включенными неоднородностями в виде резисторов 100 Ом и 1 кОм между сигнальным и земляным проводником на расстоянии 10 и 30 м от начала кабеля соответственно. На втором конце кабель нагружался на согласованное сопротивление 50 Ом.

На рис. 2 приведена измеренная характеристика кабеля в виде зависимости его характеристического сопротивления от координаты по длине. По полученной характеристике можно сделать выводы о характере объектов, включенных в линию, и их положении. Методы контроля, установленные стандартом ГОСТ 52072, не обеспечивают такой возможности.

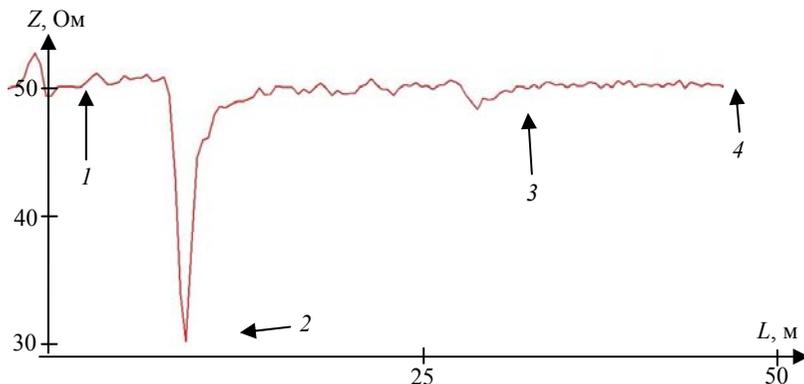


Рис. 2. Импульсная характеристика магистральной шины:
1 – отклик от соединителя на входе измерителя; 2 – нагрузка 100 Ом;
3 – нагрузка 1 кОм; 4 – согласованная нагрузка 50 Ом

Необходимо отметить, что представленный объект является примером одного из наиболее простых объектов диагностирования. В реальности информационная магистраль представляет собой очень сложную топологию, в которой присутствуют как включения с малой

электрической длиной (сосредоточенные включения), так и включения, длиной которых нельзя пренебречь (шлейфы). Локализовать и характеризовать неоднородности в таком объекте в общем случае невозможно. Решение указанной проблемы предполагается путем совместного анализа отклика модели информационной магистрали, построенной на основании [2], и измеренного отклика физического объекта.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ Р 52070–2003. Интерфейс магистральный последовательный системы электронных модулей. Общие требования [Текст]. Введ. 2004 01 01. М.: Изд-во стандартов, 2003. 23 с.
2. Бибииков Т.Х. Модель линии передачи с сосредоточенными неоднородностями / Т.Х. Бибииков, А.Г. Лоцилов // Научная сессия ТУСУР–2007. С. 141–147.

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И ОПТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ОРГАНИЧЕСКИХ СВЕТОДИОДНЫХ МАТРИЦ

*М.А. Лазько, м.н.с., И.М. Макаров, инженер, А.А. Бомбизов, с.н.с.
Научный руководитель А.Г. Лоцилов, с.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, СКБ «Смена», main@skbsmena.ru*

В настоящее время в ТУСУРе проводятся работы по созданию и внедрению отечественной технологии изготовления органических светодиодных (ОСИД) матриц с использованием метода принтерной печати [1]. Технология принтерной печати ОСИД в настоящее время в промышленности широко не применяется, однако является перспективной, так как позволяет упростить производственный цикл и, в конечном счете, уменьшить себестоимость выпускаемой продукции – графических дисплеев.

На этапе освоения технологии большое значение имеет оценка основных характеристик изготовленных опытных образцов: вольт-амперных и вольт-яркостных зависимостей. Учитывая, что размерность анализируемых матриц может достигать миллионов пикселей (субпикселей), измерение полного набора характеристик в ручном режиме становится невыполнимой задачей.

Для обеспечения автоматизации процесса измерения и анализа измеренных характеристик было предложено создать измерительный комплекс, структурная схема которого представлена на рис. 1.

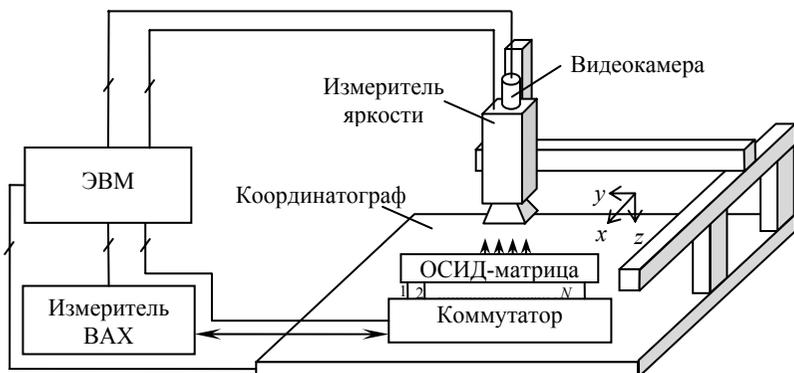


Рис. 1. Структурная схема комплекса

В состав комплекса входит следующее оборудование:

- 1) измеритель вольт-амперных характеристик Keithley 2601В;
- 2) измеритель яркости Chroma Meter CS-200;
- 3) координатограф IAI table top ТТ;
- 4) коммутатор ОСИД-матриц КМ-48;
- 5) видеокамера MicrosoftLifeCam;
- 6) персональный компьютер с предустановленным программным обеспечением.

На рис. 2 представлена фотография комплекса.



Рис. 2. Автоматизированный программно-аппаратный комплекс

Ниже приведены основные технические характеристики:

- измерение тока в диапазоне от 1 пА до 3 А;
- измерение напряжения в диапазоне от 1 мкВ до 40 В;

- погрешность установки напряжения, не более 0,03%;
- погрешность установки тока, не более 0,07%;
- погрешность измерения напряжения, не хуже 0,02%;
- погрешность измерения тока, не хуже 0,05%;
- измерение яркости в диапазоне от 0,01 до 20 000 000 кд/м²;
- минимальная площадь измерения яркости 100 мкм;
- повторяемость позиционирования ± 20 мкм.

Комплекс позволяет выполнять следующие операции в автоматизированном режиме:

- измерение вольт-амперных характеристик ОСИД-матриц;
- измерение вольт-яркостных характеристик ОСИД-матриц;
- проведение испытаний на деградацию электрических и оптических характеристик.

На рис. 3 приведен пример измеренных вольт-амперных и вольт-яркостных характеристик ОСИД первого столбца матрицы размерностью 6×6 пикселей.

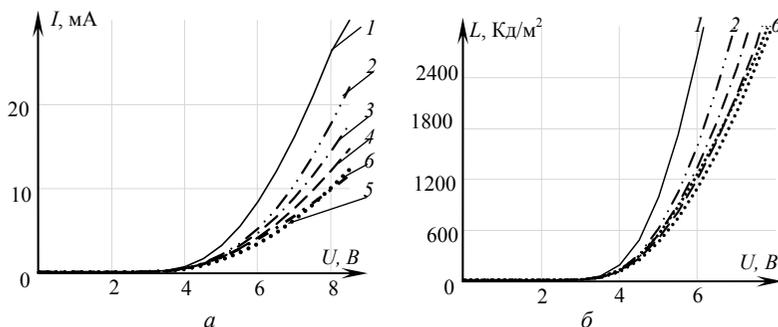


Рис. 3. Измеренные вольт-амперные и вольт-яркостные характеристики элементов ОСИД-матрицы

Как видно из результатов измерений (см. рис. 3), на характеристики диодов значительное влияние оказывают потери в проводнике анодном, что приводит к наклону вольт-амперной и вольт-яркостной характеристик. Для компенсации потерь в проводниках анода необходимо повысить питающее напряжение диодов тем больше, чем дальше они удалены от точки подключения. Кроме того, нельзя исключать неидентичность самих диодов в процессе изготовления. Кривые 5 и 6 (см. рис. 3, а) свидетельствуют об этом.

В связи с этим возникает задача разработки и восстановления параметров моделей изготовленных ОСИД-матриц с целью определения оптимальных режимов электропитания входящих в них светодиодов для обеспечения равномерной яркости свечения матрицы в целом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Разработка базовой технологии изготовления особо плоских полноцветных ОСИД-дисплеев методом принтерной печати. Пояснит. записка по ОКР «Органика». г/к №12411.1006899.11.055 от 05.04.2012. Томск, 2013. 99 с.

ЭКСТРАКЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ ОРГАНИЧЕСКОЙ СВЕТОДИОДНОЙ МАТРИЦЫ С ПАССИВНОЙ СХЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ

М.А. Лазько, м.н.с. СКБ «Смена»

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

г. Томск, ТУСУР, main@skbsmena.ru

В рамках работ по освоению технологии изготовления органических светодиодных дисплеев (ОСИД) были получены опытные образцы светодиодных матриц с пассивной схемой адресации (PMOLED). Управление свечением PMOLED осуществляется путем строчной развертки, при которой определенный катодный проводник матрицы подключается к нулевому потенциалу, а на анодных проводниках устанавливается напряжение, обеспечивающее ток через светодиоды матрицы [1]. С помощью автоматизированного комплекса для измерения электрических и оптических характеристик ОСИД-матриц были проведены экспериментальные измерения и измерены семейства вольт-амперных и вольт-яркостных характеристик матрицы размерностью 6х6 пикселей. Результаты измерений показали, что данная технология управления матрицей при одинаковом напряжении катод-анод не обеспечивает равномерность свечения (рис. 1).

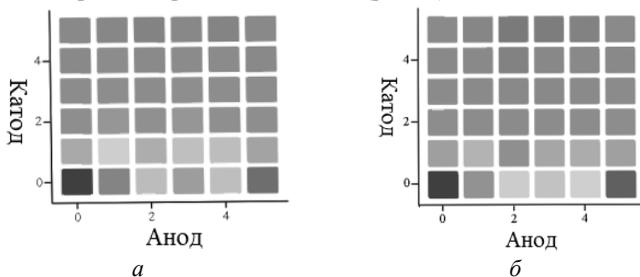


Рис. 1. Маска токов (а) и маска яркости (б) при фиксированном напряжении 8 В

Это связано с тем, что длины подводящих линий до различных пикселей не одинаковы, а также имеет место разброс параметров диодов, вследствие этого значение тока на самих пикселях также не одинаково. Для компенсации неравномерности свечения требуется опре-

делить параметры матрицы, чтобы впоследствии рассчитать требуемые значения питающих токов и напряжений для каждого пикселя матрицы отдельно.

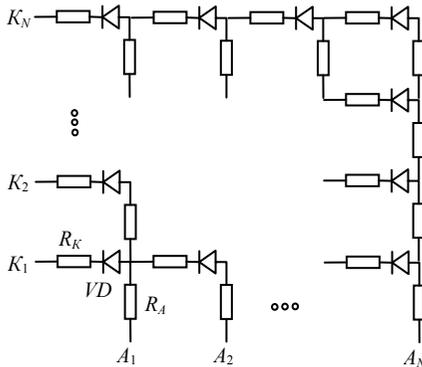


Рис. 2. Эквивалентная схема матрицы

Эквивалентная схема ОСИД-матрицы представлена на рис. 2.

Вольт-амперная характеристика (ВАХ) диода описывается выражением [2]

$$U_d = \varphi_T \ln \left(\frac{I_d}{I_S} + 1 \right) + R_S \cdot I_d,$$

где U_d и I_d – значение напряжения и тока на диоде; φ_T – тепловой потенциал; I_S – ток насыщения; R_S – объемное сопротивление.

При этом экстракция основных параметров модели диода может быть выполнена по трем специально отобраным точкам ВАХ: I_{d3} – предельный ток через элемент (устанавливался исходя из предельной плотности рабочего тока на пикселе матрицы равной 500 мА/см²);

$$I_{d2} = I_{d3}/2; \quad I_{d1} = I_{d2}/2.$$

Расчет параметров эквивалентной схемы диодов R_S , φ_T , I_S выполнялся в соответствии с выражениями:

$$R_S = \frac{U_{d1} - 2 \cdot U_{d2} + U_{d3}}{I_{d1}}, \quad (1)$$

$$\varphi_T = \frac{3 \cdot U_{d2} - 2 \cdot U_{d1} - U_{d3}}{\ln 2}, \quad (2)$$

$$I_S = I_{d1} \cdot \exp \left(-\frac{2 \cdot U_{d2} - U_{d3}}{\varphi_T} \right). \quad (3)$$

С учетом сопротивления потерь в проводниках анода и катода модель элемента матрицы имеет вид

$$U_{i,j} = \varphi_{T_{i,j}} \ln \left(\frac{I_{i,j}}{I_{S_{i,j}}} + 1 \right) + R_{S_{i,j}} \cdot I_{i,j} + R_{L_{i,j}} \cdot I_{i,j},$$

где R_L – сопротивление подводящих линий; i, j – номер строки и столбца элемента матрицы;

Зная характеристики материалов катодных и анодных электродов, а также их топологию, можно рассчитать матрицу сопротивлений подводящих линий $R_{L_{i,j}}$ каждого из светодиодов. Напряжение на целевом диоде матрицы определялось по следующей формуле:

$$U_d(I)_{i,j} = U(I)_{i,j} - R_{i,j} \cdot I_{i,j}.$$

На основании выражений (1)–(3) рассчитывались параметры эквивалентной схемы R_S , φ_T , I_S для каждого из светодиодов, входящих в матрицу. Полученные параметры позволяют определить требуемое напряжение для установления одинакового тока на всех элементах матрицы, что обеспечит равномерную яркость свечения. Представленный алгоритм планируется внедрить в программное обеспечение автоматизированного аппаратно-программного комплекса для исследования ОСИД-матриц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Tyson J. How LCDs Work. Passive and Active Matrix [Электронный ресурс]. <http://www.howstuffworks.com/lcd4.htm> (дата обращения: 12.01.14).
2. Математическая модель полупроводникового диода [Электронный ресурс]. http://podelise.ru/tw_files/25663/d-25662228/7z-docs/1.pdf (дата обращения: 14.03.14).

МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ

*А.В. Лирник, инженер ДИИС ЗАО «НПФ «Микран», аспирант
г. Томск, ТУСУР, РЗИ, lirnik.andrey@yandex.ru*

Одним из параметров периодического сигнала является его частота, а одной из важнейших задач измерительной техники в радиоэлектронике является определение частоты сигнала. В настоящее время существует множество способов измерения частоты. Основные характеристики, которыми должен обладать прибор для измерения частоты, – это относительная погрешность, чувствительность, диапазон измеряемых частот.

Методы измерения частоты. Выбор метода измерения частоты зависит от требуемого диапазона частот, необходимой точности измерений, формы сигнала, его величины и мощности источника. Малой потребляемой мощностью сигнала и широким диапазоном входных частот характеризуются электронные частотомеры. Цифровые частотомеры обеспечивают максимальную точность измерений. Низкие частоты могут измеряться методом вольтметра, мостовым методом, а также методами сравнения с опорной частотой [1]. В широком диапазоне низких и высоких частот работают частотомеры, основанные на методах заряда-разряда конденсатора и дискретного счёта. Для измерения высоких и сверхвысоких частот применяются частотомеры, базирующиеся на резонансном и гетеродинном методах. Осциллографический метод косвенного измерения частоты с получением интерфе-

рещионных фигур Лиссажу и круговой развертки прост, удобен и точен, но сложен при расшифровке фигур [2].

Наибольшее распространение в настоящее время получили метод дискретного счета и гетеродинный метод сравнения.

Сущность гетеродинного метода основана на сравнении частоты исследуемого сигнала с частотой образцового стабильного опорного источника сигналов (генератора перестраиваемой частоты). В результате процесса сравнения конечный сигнал будет, кроме исходных частот входного и опорного сигналов, содержать целый ряд комбинационных – в том числе и их разностную частоту. Когда их разностная частота будет близка к нулю, возникнут низкочастотные (нулевые) биения. Схема, реализующая метод сравнения на основе гетеродинного преобразователя, представлена на рис. 1.



Рис. 1. Структурная схема гетеродинного метода

Погрешность «метода нулевых биений» складывается из погрешности генератора образцовой частоты и погрешности схемы сравнения. Достоинством гетеродинных частотомеров является возможность измерения очень высоких частот (до десятков ГГц), с относительной погрешностью (10^{-3} – 10^{-4})%.

Метод дискретного счета лежит в основе работы цифрового устройства для измерения периода следования сигналов. Принцип работы метода основан на подсчете числа периодов измеряемой частоты за некоторый строго определенный, интервал времени, т.е. используется аналого-цифровое преобразование частоты в последовательность импульсов, число которых пропорционально измеряемой величине и может быть подсчитано. Структурная схема устройства приведена на рис. 2.



Рис. 2. Структурная схема метода дискретного счета

Погрешности приборов данного типа определяются нестабильностью опорного генератора, погрешностями дискретизации и формирования входного импульса. Погрешность квантования можно уменьшить, увеличив время измерения, но при этом снижается быстродействие прибора. Поэтому при измерении низких частот применяют метод «обратного счета» (рис. 3), т.к. входной сигнал используется для стробирования, а заполнение осуществляется импульсами более высокой частоты опорного генератора [3].

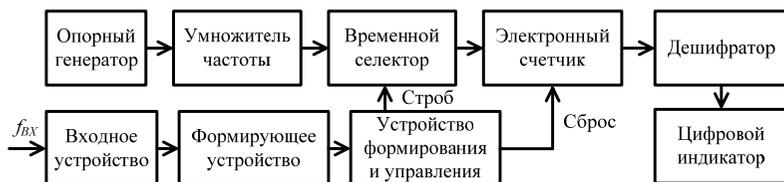


Рис. 3. Структурная схема обратного счета

Частотомеры данного типа являются наиболее точными среди известных методов измерения частоты (относительная погрешность $10^{-7}\%$). Диапазон частот, в котором способны измерять цифровые частотомеры, находится в пределах от единиц Гц до единиц ГГц. Верхний предел измерения частоты ограничен максимальной скоростью счета счетчика импульсов, которая в наши дни достигает нескольких ГГц. Расширение частотного диапазона цифровых частотомеров производится вычитанием из измеряемой входной частоты – опорной частоты при помощи использования смесителя и последующего измерения разностной частоты. Сигнал с требуемой опорной частотой получают от встроенного синтезатора частот, работающего по принципу умножения частоты генератора квантующих импульсов при помощи схем ФАПЧ или формирования гармоник при помощи нелинейной цепи с последующей фильтрацией перестраиваемым или переключаемым фильтром [4]. Поэтому очень малая погрешность измерений в весьма широком диапазоне частот (от низких до сверхвысоких), достигается при сочетании двух частотомеров: гетеродинного и электронно-счётного. Последний, помимо самостоятельного использования в присутствии ему диапазоне частот, может быть применён для точного измерения частоты настройки гетеродина при достижении нулевых биений. В этом случае оказываются излишними кварцевый генератор (для «коррекции» гетеродина), градуировочные таблицы и графики.

Закключение. Сравнивая различные способы измерения частоты при построении частотомера по таким параметрам, как диапазон входных частот, чувствительность, точность измерения, наилучшим вари-

антом является комбинация метода дискретного счета и гетеродинного метода.

ЛИТЕРАТУРА

1. Меерсон А.М. Радиоизмерительная техника. 3-е изд., перераб. и доп. Л.: Энергия, 1978. 408 с.
2. Седалищев В.Н. Методы и средства измерений электрических величин: учеб. пособие / Алт. гос. техн. ун-т им. И.И. Ползунова. Барнаул: Изд-во АлтГТУ, 2008. 160 с.
3. Василенко В.И. Способ измерения низких частот // Схемотехника. 2002. № 6. С. 16.
4. Орнатский П.П. Автоматические измерения и приборы. 5-е изд., перераб. и доп. К.: Вища шк. Головное изд-во, 1986. 504 с.

ПОРТАТИВНЫЙ АВТОНОМНЫЙ ЧАСТОТОМЕР

*А.В. Лирник, инженер ДИИС ЗАО «НПФ «Микран», аспирант
г. Томск, ТУСУР, РЗИ, lirnik.andrey@yandex.com*

Важнейшей задачей любого измерительного прибора в радиоэлектронике является определение частоты сигнала. Основными характеристиками таких приборов в первую очередь являются диапазон измеряемых частот, погрешность измерения и чувствительность. К современным приборам, помимо основных параметров, также предъявляются требования по габаритам, энергопотреблению и простоте. В данной статье рассмотрено предложение по разработке портативного автономного частотомера с функциями анализа спектра и частотной стабильности входных периодических сигналов.

Методы измерения частоты сигналов давно известны. При построении современных приборов для измерения частоты используют сочетание двух методов – дискретного счета и гетеродинного, тем самым обеспечивая высокую точность измерения в большом диапазоне входных частот [1]. На современном рынке частотомеров представлено большое количество приборов как зарубежного, так и отечественного производства. Основными проблемами данных устройств являются большие габариты и высокое энергопотребление, т.к. в основном это настольные приборы, питающиеся от сети 220 В. Еще одной немаловажной проблемой является малое распространение математической обработки серии результатов измерений. Последнее, как правило, представлено только у небольшого числа зарубежных приборов.

Предлагаемое решение. В связи с вышесказанным, предлагается разработка портативного автономного частотомера по схеме на рис. 1.

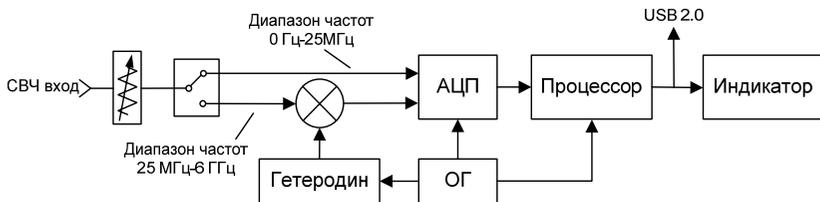


Рис. 1. Структурная схема частотомера

Производя замену счетчика импульсов, который используется в стандартной схеме построения частотомеров, на аналогово-цифровой преобразователь (АЦП) и процессор, устройство, помимо основной функции – измерения частоты, сможет также проводить анализ спектра входного сигнала. Диапазон входных частот устройства – от 0 Гц до 6 ГГц. Благодаря применению минимизированных интегральных схем, современный частотомер можно выполнить в малых габаритах, повысить его надежность и существенно снизить его энергопотребление.

Разрабатываемый частотомер будет иметь один широкополосный вход, в то время как имеющиеся приборы содержат не менее двух. Используя ресурсы процессора, будет реализована статистическая обработка результатов измерений: построение графиков, гистограмм, вычисление дисперсии Алана. Также будет реализована возможность синхронизации со шкалами времени GPS, ГЛОНАСС. Удобность использования прибора будет заключаться не только в его малых габаритах, но и использовании шины USB 2.0 как для управления прибором, так и его питания. Автономность прибора будет обеспечена встроенным TFT-экраном и аккумулятором. Макет 3D-модели прибора представлен на рис. 2.



Рис. 2. Модель предлагаемого частотомера

Такие характеристики временной базы, как точность, температурная нестабильность частоты и нестабильность за счет старения, определяются непосредственно эталонным генератором. В качестве опорного генератора (ОГ) в разрабатываемом частотомере предлагается использование высокостабильного термостатированного кварцевого генератора собственной разработки с частотой 10 МГц. При его ис-

пользовании нестабильность частоты будет равна 10^{-9} , а нестабильность за счет старения – 10^{-8} .

Сравнивая разрабатываемый прибор с уже имеющимися аналогами, среди зарубежных можно выделить прибор 53210A (Agilent Technologies) [2] и UFC-6000 (Mini-Circuits) [3], а среди отечественных – АКТАКОМ AFC-2500 [4]. Первое устройство серьезно проигрывает по габаритам, энергопотреблению и цене, а последние два – по характеристикам временной базы.

Заключение. Конечным итогом разработки является прибор с повышенными функциональными возможностями: анализом спектра, статистической обработкой серии измерений, повышенной стабильностью временной базы, возможностью синхронизации с внешними опорными сигналами, в том числе со спутниковыми стандартами частоты. Наличие разъема USB для осуществления управления и питания прибора одновременно, его использование как отдельно, так и в составе других устройств будет облегчено. Имея такие параметры, как портативность, малогабаритность, автономность, он будет широко востребован в измерительной технике.

ЛИТЕРАТУРА

1. Меерсон А.М. Радиоизмерительная техника. 3-е изд., перераб. и доп. Л.: Энергия, 1978. 408 с.
2. DatasheetAgilent 53200A Series RF/Universal Frequency Counter/Timers [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://cp.literature.agilent.com/litweb/pdf/5990-6283EN.pdf>, свободный (дата обращения: 1.03.14).
3. Datasheet Wide Frequency Range RF Frequency Counter [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://217.34.103.131/pdfs/UFC-6000.pdf>, свободный (дата обращения: 1.03.14).
4. User's Manual Frequency Counter 2,5 GHz AFC–2500 [Электронный ресурс]. Режим доступа: https://www.tmatlantic.com/upload/manuals/AFC-2500_Users_Manual.pdf, свободный (дата обращения: 1.03.14).

ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО ИМПУЛЬСНОГО ЛОКАТОРА

Е.С. Семенов, студент 2-го курса каф. КУДР

*Научный руководитель А.Г. Лоцилов, с.н.с. СКБ «Смена» ТУСУРа, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, prodigy.94@mail.ru*

Сверхширокополосный радиолокатор (СШП РЛ) – устройство обнаружения и определения дальности до объектов посредством излучения сигналов со сверхбольшой шириной полосы частот и приема от-

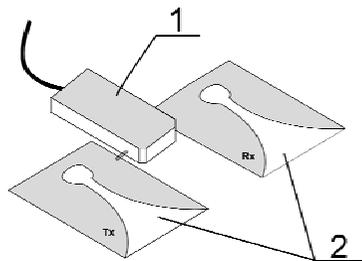
кликков, отраженных от объектов. Определение дальности до объекта происходит в результате оценки задержки времени между излученным и принятым сигналами.

СШП-радиолокаторы имеют множество отличительных характеристик, по которым превосходят радиолокаторы, использующие узкополосные сигналы [2], среди них:

- широкая полоса обеспечивает более высокую разрешающую способность по дальности и точность измерения расстояния до цели;
- благодаря малой спектральной плотности мощности СШП-локатора на каждой из отдельных частот диапазона их применение не вносит искажений в работу систем, использующих «узкополосные» сигналы;
- уменьшение влияния пассивных помех (дождя, тумана, снега, аэрозолей);
- малая вероятность перехвата сигнала.

Для экспериментального исследования свойств систем сверхширокополосной локации, оценки возможности практического использования сверхкоротких импульсов для поиска нелинейных объектов [3] было разработано специализированное программное обеспечение для СШП-локатора на базе микросхемы компании Novelda NVA6100 [4]. На рис. 1 приведен внешний вид сверхширокополосного локатора.

Рис. 1. Внешний вид СШП-локатора:
1 – корпус СШП-локатора;
2 – приемная (Rx) и передающая (Tx) антенны Вивальди



Применяемый СШП-радиолокатор имеет следующие основные параметры:

- форма сигнала – 1-я производная импульса Гаусса;
- длительность фронта тестового сигнала: от 30 пс;
- амплитуда сигнала: до 0,5 В;
- интервалы дискретизации: 26, 52 и 280 пс;
- размер буфера – 512 отсчетов;
- разрядность данных – 13 бит.

На рис. 2 приведен интерфейс разработанного программного обеспечения.

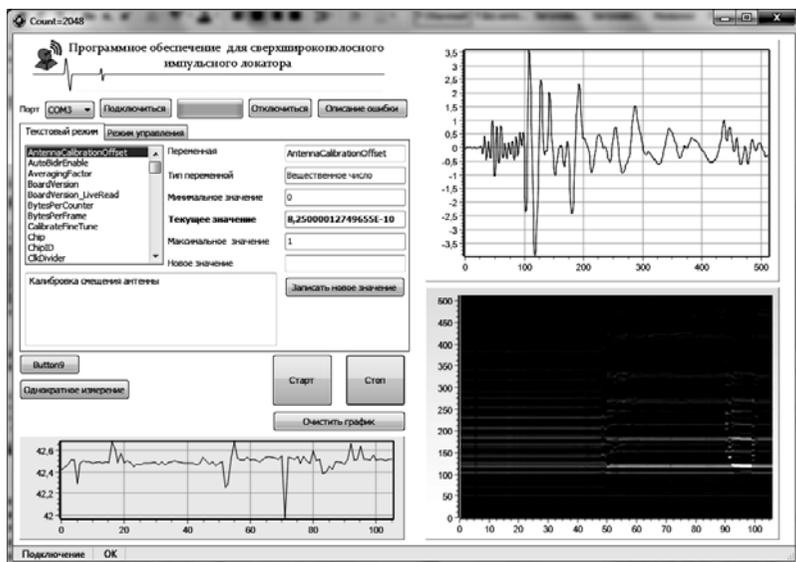


Рис. 2. Интерфейс программного обеспечения

Программное обеспечение позволяет управлять работой СШП радиолокатора, подключенного к компьютеру по шине USB, выводить измеренные радарограмму и радиопортрет облучаемого пространства.

В ходе экспериментальных исследований программного обеспечения было установлено, что на результаты измерений значительно влияет аддитивная помеха, представляющая собой случайное смещение «нулевого уровня» радара от реализации к реализации. Для устранения ошибки в программном обеспечении реализован метод калибровки «нулевого уровня», заключающийся в ликвидации постоянной составляющей. Для этого для каждой реализации рассчитывалось среднее значение постоянной составляющей во временном интервале, предшествующем тестовому воздействию. Затем полученное среднее значение вычиталось из каждой точки реализации.

В целях определения работоспособности устройства проведем эксперимент определения расстояния до объекта по изменениям показаний радарограммы.

Эксперимент проводился следующим образом. Сначала совершили подключение радара через наше экспериментальное программное обеспечение. После подключения нажимаем кнопку «Старт», вследствие чего получаем результаты полученного отраженного от окружающих радар объектов сигнала. В области излучения радаром сигнала ставим хорошо отражающий сигнал медный объект. Расстояние от

радара до объекта равномерно изменяем от 0,5 до 1,1 м. При этом происходили изменения показаний радарограммы, изображенные на рис. 3.

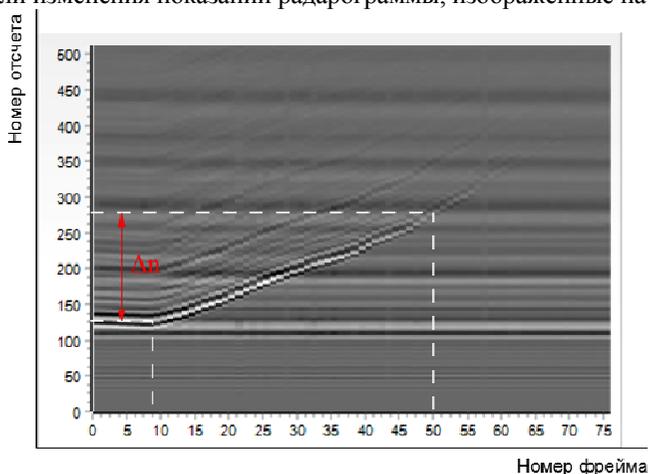


Рис. 3. Показания радарограммы

Проведя анализ полученной радарограммы определяем расстояние между начальным и конечным положением объекта по формуле

$$\Delta l = \Delta n \cdot c \cdot \tau / 2, \quad (1)$$

где Δl – расстояние, на которое удалился объект; Δn – разность отсчетов, соответствующих начальному и конечному положению объекта; c – скорость света ($3 \cdot 10^8$ м/с); τ – интервал дискретизации, который был определен в панели управления (26 пс);

$$\Delta l = 150 \cdot 3 \cdot 10^8 \cdot 26 \cdot 10^{-12} / 2 = 0,59 \text{ (м)}.$$

В ходе анализа радарограммы по формуле (1) определили длину отклонения объекта от начального положения, которое оказалось соизмеримым с действительным отклонением.

ЛИТЕРАТУРА

1. Финкельштейн М.И. Основы радиолокации. М.: Радио и связь, 1983. 536 с.
2. Щербак Н. Сверхширокополосная радиолокация. Что это такое [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.electronics.ru/files/article_pdf/1/article_1332_929.pdf. (дата обращения: 20.03.2014).
3. Лоцилов А.Г. Разработка принципов нелинейной сверхширокополосной радиолокации // Доклады Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. 2013. № 4 (30). С. 31–38.
4. Novelda. Nanoscale impulse radar [Электронный ресурс]. Режим доступа: <https://www.novelda.no/content/nva6100> (дата обращения: 20.01.2014).

ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ГУМАНОИДНОГО РОБОТА ALDEBARAN NAO С НЕЙРОКОМПЬЮТЕРНЫМ ИНТЕРФЕЙСОМ

Е.А. Сидоров, студент каф. ПрЭ, С.И. Гомилко, студент каф. АСУ,

Д.О. Якушин, студент каф. УИ

*Научный руководитель Е.С. Шандаров, ст. преподаватель. каф. ЭП
г. Томск, ТУСУР, sidoego@gmail.com*

Данный проект направлен на оказание помощи детям, страдающим от синдрома дефицита внимания и гиперактивности (СДВГ). Ребенок не может долго на чем-то концентрироваться, совершает небрежные ошибки, в итоге возникает сложность в его обучении. По данным исследований, данный синдром встречается у 4–9% дошкольников и младших школьников.

Для решения данной задачи было принято вызвать у ребенка явный игровой интерес к управлению роботом-андроидом. Управление происходит с помощью мысленных команд, что учит этих детей концентрироваться на определенной задаче в течение длительного времени.

В проекте используется робот-андроид Nao от компании Aldebaran Robotics. Он имеет широкий набор функций, таких как передвижение, захват, аудио- и видеобработка сигналов и многое другое. Также робот имеет аппаратное обеспечение для выхода в Интернет (Wi-Fi и LAN) [1]. Для обмена информацией между мозгом и электронным устройством, например компьютером, используется нейрокомпьютерный интерфейс.

Нейрокомпьютерный интерфейс – система, созданная для обмена информацией между мозгом и электронным устройством. Для данного проекта был выбран однонаправленный интерфейс The Emotiv EPOC [2].

В систему коммуникации робот–интерфейс был включен веб-сервер. В программном обеспечении робота присутствуют библиотеки, позволяющие осуществить доступ к серверу по протоколу TCP/IP и работу с ним.

Робот через заданные промежутки времени опрашивает сервер на наличие новых команд управления. При наличии команды на сервере робот приступает к их выполнению, в противном случае ожидает команды.

Программная часть, отвечающая за обработку данных полученных от сервера, и выполнение этих команд роботом, была написана на языке программирования Python.

Архитектура системы приведена на рис. 1.

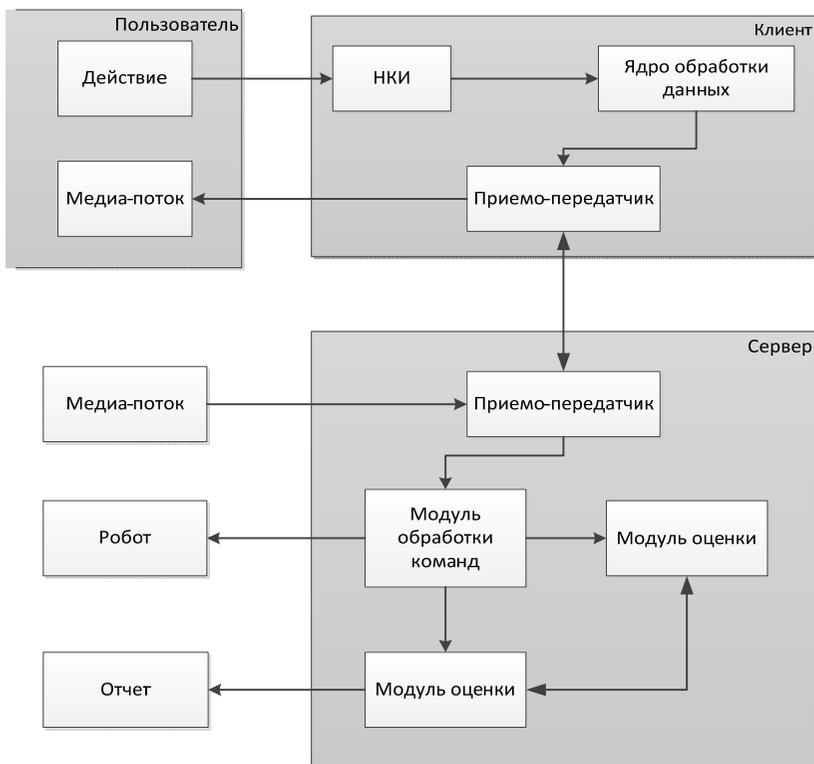


Рис. 1. Архитектура системы

Проект был реализован в рамках курса «Global Software Engineering», проводящегося на базе трех университетов: Томского университета систем управления и радиоэлектроники (Россия) и университетов Рицумекан и Кобе (Япония). Курс лекций включал в себя теорию разработки программного обеспечения и робототехники. Задачи курса – разработка сценариев взаимодействия робота-андроида на базе Aldebaran Robotics NAO с окружающим миром, управление им посредством нейрокомпьютерного интерфейса и обеспечение реализации совместного инженерного проекта, участники которого находятся в разных странах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Humanoid robot NAO [Электронный ресурс]. Режим доступа: «свободный» (дата обращения: 15.02.2014), aldebaran-robotics.com
2. Нейрокомпьютерный интерфейс. Wikipedia [Электронный ресурс]. Режим доступа: «свободный» (дата обращения: 14.01.2014).

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НУЛЕВЫХ МНОГОПРИЕМНИКОВЫХ МИКРОВОЛНОВЫХ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ В КОМПЛЕКСЕ БОРТОВОЙ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ

*А.В. Убайчин, м.н.с. СКБ «Смена»
г. Томск, ТУСУР, e-mail: dualog@mail.ru*

Для решения задач быстрого поиска препятствий на пути следования летательного аппарата средствами пассивной радиолокации, используемая аппаратура должна обеспечивать высокую динамику работы, долговременную стабильность и устойчивость к быстроменяющимся факторам внешней среды. По сравнению с применяемыми техническими решениями микроволновые радиометры на основе модифицированного метода нулевых измерений обладают преимуществами [1]. В статье описан метод работы многоприемникового микроволнового радиометра с высокой динамикой измерений.

Структурная схема радиометра приведена на рис. 1.

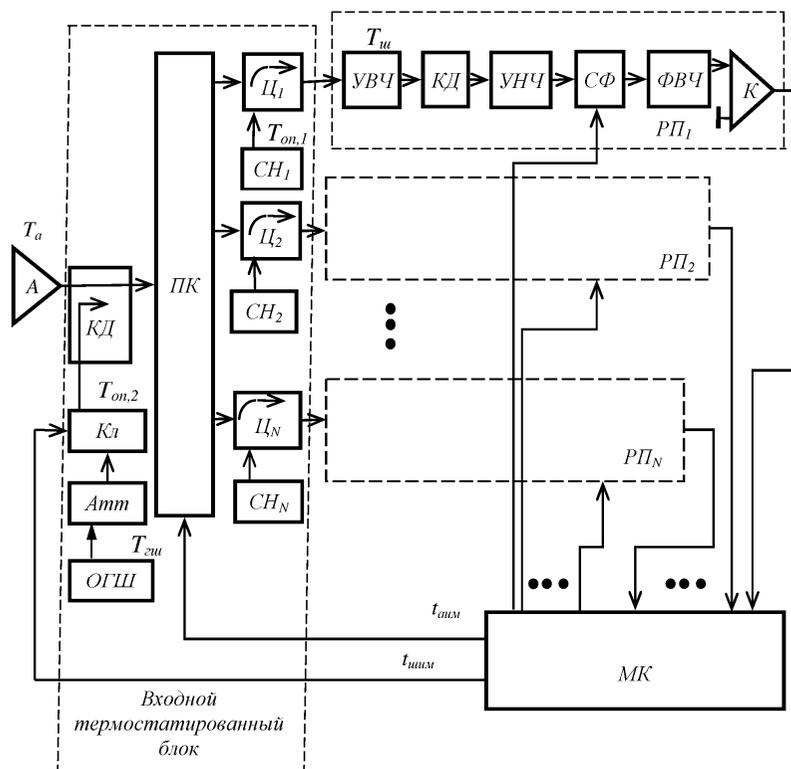


Рис. 1. Структурная схема радиометра

В основе работы схемы используется модификация метода нулевых измерений [2, 3]. В состав радиометра входят следующие узлы и элементы: антенна A , термостатированный входной блок, N одинаковых измерительных радиометрических приемников, микроконтроллер МК.

Входной блок включает установленный в антенный тракт направленный ответвитель НО, через который к сигналу антенны T_a добавляется шумовой сигнал $T_{on,2}$, формируемый в канале стабильного подшумливания. Канал подшумливания состоит из опорного генератора шума ОГШ, аттенюатора A_{mm} и высокочастотного ключа Кл. Также в состав входного блока входят высокочастотный переключатель-селектор ПК отражательного типа, с выходов которого сигналы поступают на циркуляторы $\Pi_1, \Pi_2, \dots, \Pi_N$, работающие в режиме вентилях. Для этого обратные плечи циркуляторов соединены с согласованными нагрузками $СН_1, СН_2, \dots, СН_N$. Согласованные нагрузки выполняют функции шумовых генераторов, вырабатывающих первый опорный шумовой сигнал $T_{on,1}$, величина которого равна физической температуре нагрузок.

Через прямые плечи циркуляторов сигналы проходят на идентичные радиометрические приемники РП₁, РП₂, ..., РП_N. Каждый приемник состоит из усилителя высокой частоты УВЧ, квадратичного детектора КД, усилителя низкой частоты УНЧ, синхронного низкочастотного фильтра СФ, фильтра высокой частоты ФВЧ, компаратора К. Компараторы работают в режиме нуль-органа (вторые входы компараторов соединены с общей точкой схемы радиометра), определяют полярность напряжения. С выходов компараторов логические сигналы поступают на входы микроконтроллера. Микроконтроллер управляет работой радиометра и производит первичную обработку сигналов [4].

Функционирование многоприемникового радиометра осуществляется согласно временным диаграммам, приведенным на рис. 2. Диаграммы соответствуют установленному нулевому балансу на выходах радиометрических приемников. Подключение к антенне каждого из приемных каналов выполняется согласно принципу временного разделения. Для осуществления этого принципа тракт антенны последовательно подключается на входы приемников, начиная с первого, на одинаковое время $t_{\text{аим}}$. Когда вход радиометрического приемника подключается к антенне, на этом промежутке времени выполняется широтно-импульсная модуляция сигнала опорного генератора шума. Остальное время приемник подключен к согласованной нагрузке, генерирующей стабильный шумовой сигнал. Таким образом, во входном блоке радиометра синхронно выполняются два вида импульсной модуляции: амплитудная и широтная. Полный период амплитудно-импульсной модуляции делится на m временных интервалов длительностью $t_{\text{аим}}$. Для схем радиометров с одним и двумя приемниками $m=2$.

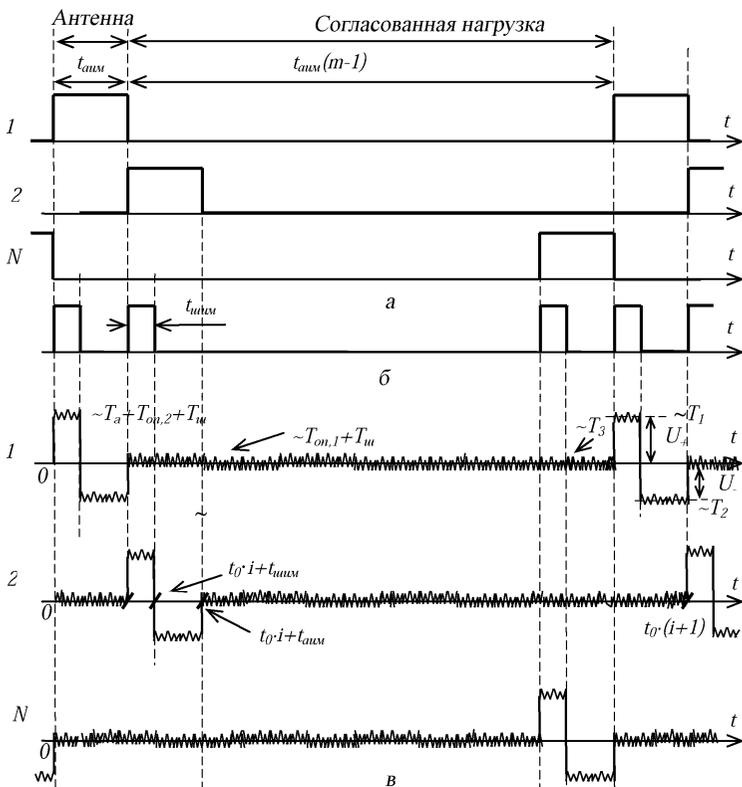


Рис. 2. Временная диаграмма работы многоприемникового радиометра

Если в схеме три и более приемника параметр, m равен числу приемников, $m = N$. Таким образом, длительность периода повторения сигнала управления амплитудно-импульсной модуляцией для одного канала составляет $mt_{ант}$. В остальное время, когда приемник не подключен к антенне, сигнал $T_{оп,1}$ согласованной нагрузки циркулятора, отражаясь от закрытого входа переключателя-селектора поступает на вход приемника. Следовательно, накопление сигнала согласованной нагрузки для каждого приемника увеличивается и становится равным $(m-1)t_{ант}$.

Амплитудно-импульсная модуляция шумовых сигналов антенны T_a и согласованных нагрузок $T_{оп,1}$ происходит в высокочастотном переключателе-селекторе по управляющим сигналам $t_{ант}$ микроконтроллера (рис. 2). Широтно-импульсная модуляция выполняется с использованием высокочастотного ключа Кл: к сигналу антенны в направленном ответвителе добавляется из канала подшумливания модулирован-

ный по широтно-импульсному закону опорный сигнал $T_{оп,2}$). Модуляция сигнала опорного генератора шума происходит по управляющему сигналу $t_{шим}$ микроконтроллера (см. рис. 2). Регулировка его выходной мощности осуществляется в аттенуаторе в процессе калибровки. Данной модуляцией устанавливается нулевой баланс в приемных каналах радиометра.

Микроконтроллер также управляет синхронными низкочастотными фильтрами СФ, расположенными в радиометрических приемниках [5]. Синхронные фильтры состоят из трех однозвенных интегрирующих RC-цепей первого порядка, в которых резистор является общим, а постоянные составляющие трех модулируемых входных сигналов (антенны, антенны + генератора шума, согласованной нагрузки) накапливаются на временных интервалах $t_{шим}$, $t_{аим}$, $t_{шим}$, $t_{аим}(m-1)$ на трех конденсаторах синхронным их подключением к общей точке схемы через управляемый электронный ключ.

Реализация данного алгоритма работы позволяет создавать радиометры с высокой стабильностью, чувствительностью и динамикой измерений при сравнительно малых массогабаритных параметрах.

Заключение. Раскрыты аспекты возможности использования многоприемниковых радиометров нового типа в составе радиоэлектронного оборудования летательных аппаратов для задач обеспечения безопасности полетов. Приведена структурная схема многоприемникового микроволнового радиометра на основе модификации нулевого метода измерений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Филатов А.В., Убайчин А.В., Жуков Н.О. Двухканальный радиометр повышенной точности // Радиотехника. 2011. № 1. С. 47–53.
2. Богородский В.В. Микроволновая радиометрия земных покровов / В.В. Богородский, А.И. Козлов, А.И. Догвин. Д.: Гидрометеиздат, 1985. 272 с.
3. Филатов А.В., Убайчин А.В., Бомбизов А.А. Двухприемниковый микроволновый радиометр с высокой линейностью передаточной характеристики // Измерительная техника. 2012. № 1. С. 37–41.
4. Убайчин А.В., Мисюнас А.О., Филатов А.В. Цифровой блок управления для микроволнового радиометра РМ-1420 // Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых «Научная сессия ТУСУР–2008». 4–8 мая 2008. Томск: В-Спектр, 2008. Ч. 1. С. 111–115.
5. Ипатов А.В., Берлин А.Б. Низкочастотное выходное устройство радиоастрономического приемника с синхронным интегратором // Известия вузов. Радиофизика. 1973. Т. 16, № 5. С. 712–715.

ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ НУЛЕВЫХ МИКРОВОЛНОВЫХ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ В НАВИГАЦИИ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

*А.В. Убайчин, м.н.с. СКБ «Смена»
г. Томск, ТУСУР, e-mail: dualog@mail.ru*

Одной из основных задач авиастроения является обеспечение безопасности летательных аппаратов при выполнении полетов [1]. В настоящее время летательные аппараты оборудуются комплексом радиоэлектронных систем обеспечения безопасности перелетов [2]. При полетах на малых высотах на высокой скорости в сложных метеоусловиях для контроля опасности столкновения требуется оперативная информация о препятствиях на пути летательного аппарата. В подобных случаях особенно осложнены полеты в горной местности.

В работе рассматривается возможность применения микроволновых радиометров для решения задач обеспечения контроля столкновения с препятствиями на пути летательного аппарата.

Средства и методы радиотеплолокации находят широкое применение для задач обеспечения безопасности полетов на малых высотах, измерения путевой скорости и посадки в сложных метеоусловиях [3].

Существуют задачи построения динамических карт рельефа местности при помощи систем пассивной навигации (без использования средств и методов активной локации). В случае если условия применения аппаратов не позволяют использовать сигналы глобальных навигационных систем, летательный аппарат должен обладать комплексом оборудования для динамического построения рельефа местности.

Для решения подобных задач применяются системы оптического и инфракрасного диапазона длин волн [4]. В темное время суток эффективное применение оптического диапазона затруднительно. Приборы инфракрасного диапазона длин волн, также как и оптического, подвержены влиянию атмосферных явлений (туман, дождь), что ограничивает применение подобной аппаратуры. В микроволновом диапазоне атмосферные явления не оказывают значительного влияния из-за высокой проникающей способности радиоволн.

При радиотеплолокационном методе построения рельефа используется собственное электромагнитное излучение объектов – перепад яркостных температур (радиотеплоконтраст) поверхности Земли (около 300 К) и неба (около 10 К) [5]. Построение динамических радиотепловых карт рельефа поверхности и предупреждение о возникновении препятствия на пути летательного аппарата осуществляются при помощи радиометрической системы, размещенной на борту летательного аппарата [6]. Для построения радиояркостного профиля производится

сканирование антенной с узкой диаграммой направленности в вертикальной и горизонтальной плоскостях (рис. 1).

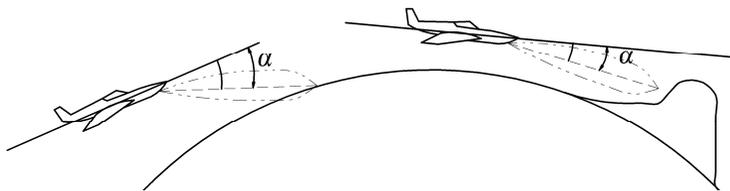


Рис. 1. Обнаружение препятствий радиометрическим методом

Современные технические средства микроволновой радиометрии не находят широкого применения из-за сложности создания высокостабильных радиометров с малыми габаритами, низким энергопотреблением и высокой чувствительностью и динамикой на классических методах [7].

Предложен специализированный микроволновой радиометр на основе модифицированного метода нулевых измерений для создания системы пассивной аэронавигации, удовлетворяющей требованиям, описанным выше. Использование модификации метода нулевого приема позволяет значительно улучшить технические характеристики радиометров, что позволяет применять их в составе аппаратуры бортового базирования без дополнительных технических средств [8].

На рис. 2. представлена функциональная схема радиометрической системы обеспечения безопасности полетов.

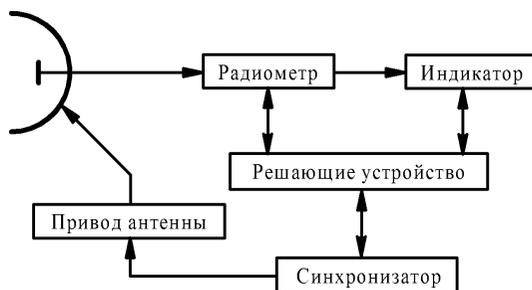


Рис. 2. Структурная схема радиометрической системы

Функционирование системы осуществляется следующим образом. Управляемая антенна производит сканирование пространства, как показано на рис. 1. Сигнал антенны поступает на вход радиометра, измеренные значения шумовой температуры антенны отображаются на устройстве индикации, обменивающимся данными с решающим уст-

ройством. Функции решающего устройства заключаются в выработке сигнала опасности столкновения с препятствием. Синхронизатор управляет приводом антенны и передает информацию об ее пространственном расположении.

Заключение. Рассмотрена возможность эффективного применения радиометров на основе модифицированного метода нулевых измерений для решения задач навигации летательных аппаратов в сложных метеоусловиях. Приведена структурная схема навигационной радиометрической системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бабкин В. Системы обеспечения вихревой безопасности полетов летательных аппаратов / В. Бабкин, А. Белоцерковский, Л. Турчак и др. М.: Наука, 2008. 376 с.
2. Самарин О. Радиолокационные системы многофункциональных самолетов / О. Самарин, А. Соловьев. М.: Радиотехника, 2007. 280 с.
3. Николаев А.Г. Радиотеплокация / А.Г. Николаев, С.В. Перцов. М.: Сов. радио, 1964. 326 с.
4. Козлов А.И. Применение радиометрического оборудования для автономной навигации летательных аппаратов / А.И. Козлов, А.И. Логвин. Моск. гос. техн. ун-т гражданской авиации // Проблемы современной радиоэлектроники и систем управления. Томск: ТУСУР, 2002. 86 с.
5. Starykh A.V. Summary of Available Scattering Methods / Mathematical and Physical Modeling of Microwave Scattering and Polarimetric Remote Sensing // Kluwer Academic Publishers. Dordrecht. The Netherlands, 2001. P. 69–106.
6. Старых А.В. Экспериментальная иллюстрация возможностей микроволновой радиометрии для навигации воздушных судов по наземным ориентирам / А.В. Старых, А.И. Козлов, Г.Н. Жилинская, А.Ю. Шатраков // Научный вестник Моск. гос. техн. ун-та гражданской авиации. 2012. № 2 (176). С. 74–77.
7. Филатов А.В. Радиометрические системы нулевого метода измерений. Томск: Том. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2007. 276 с.
8. Филатов А.В., Убайчин А.В., Параев Д.Е. Микроволновый четырехканальный нулевой радиометр L-диапазона // Приборы и техника эксперимента. 2012. № 1. С. 67–75.

ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИИ ПЛОТТЕРНОЙ ПЕЧАТИ ИЗДЕЛИЙ ПОЛИМЕРНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

А.Е. Здрок, инженер СКБ «Смена»

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

г. Томск, ТУСУР, kundef@mail.ru

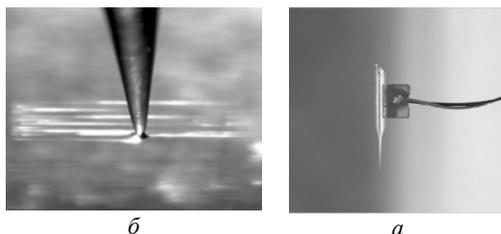
В настоящее время в крупномасштабном производстве печатной электроники нашли применение различные способы печати. Однако

метод струйной печати обладает значительными преимуществами при проведении лабораторных исследований и быстрого создания экспериментальных образцов: высокое разрешение, гибкость, относительно низкая стоимость и совместимость почти с любым типом подложек [1, 2].

Процесс струйной печати (InkJet) подразумевает распыление микроскопических капель на подложку и формирование рисунка посредством их перекрытия. Производством данного оборудования занимаются такие фирмы, как Dimatix, Microdrop, UniJet, PixDro.

Аналогично принципу действия струйной печати существует так называемый метод плоттерной печати. Данный метод так же, как струйная печать, основан на использовании пьезоэлектрического эффекта. Принцип работы оборудования плоттерной печати заключается в следующем: картридж с дозатором, перемещаемый над поверхностью подложки шаговым двигателем, наносит непрерывные линии и дуги. Дозатор представляет собой пьезоэлемент с прикрепленной к нему стеклянной полый иглой (рис. 1, *а*). При подаче напряжения на пьезоэлемент дозатор начинает вибрировать и на кончике иглы образуется капля [3]. Особенность данного метода заключается в том, что плоттер наносит жидкость при непосредственном контакте капли с поверхностью подложки (рис. 1, *б*).

Рис. 1. Дозатор системы плоттерной печати (*а*) и осаждение жидкости (*б*)



Сравнительный анализ струйной и плоттерной печати представлен в таблице.

Сравнительный анализ струйной и плоттерной печати

Принтерная печать	Плоттерная печать
+ Рабочий диапазон вязкости наносимого материала 0,4–1000 сПа.	+ Рабочий диапазон вязкости наносимого материала <450 сПа.
+ Минимальная ширина линии 10–50 мкм.	+ Минимальная ширина линии 10–60 мкм.
+ Скорость печати (печать нескольких сопел одновременно).	+ Объем наносимого материала от 0,6 пл.
+ Низкая стоимость запуска в производство нового изделия.	+ Низкая стоимость запуска в производство нового изделия.
	+ Малые габариты оборудования.

Продолжение таблицы

Принтерная печать	Плоттерная печать
+ Малые габариты оборудования	+ Возможность промывки и повторного использования сопла. + Доступная стоимость картриджей
- Риск засорения сопел. - Растекание нанесенной капли материала. - Высокая стоимость картриджа и печатающих головок	- Относительно низкая скорость печати (в связи с односопельной системой). - Растекание нанесенной капли

Экспериментальная часть. Для оценки технических характеристик метода плоттерной печати использовалось оборудование фирмы Sonoplot – GIX Microplotter II. Данное оборудование использовалось в ОКР «Разработка базовой технологии изготовления особо плоских полноцветных ОСИД-дисплеев методом принтерной печати». Исследовалась зависимость параметров пленки от скорости перемещения печатающей головки. В векторном редакторе SonoDraw, ориентированном на работу с GIX Microplotter II, была подготовлена топология: одиночные линии (длиной 3 мм); полигоны (прямоугольники длиной 3 мм и шириной 0,5 мм, выполненные путем печати перекрывающихся линий с шагом 20 мкм); субпиксели (отрезки линий длиной 0,2 мм).

В качестве чернил использовался PEDOT:PSS марки M121 (Ossila), подложка – кварцевое стекло марки S113 50×50×1,0 мм со слоем ITO 100 нм (Ossila). После нанесения слоя жидкости подложка подвергалась отжигу в инфракрасной конвекционной печи Аверон «Тропик» при температуре 150 °С в течение 5 мин. На рис. 2 представлены микрофотографии полученных пленок и профиллограмма. На микрофотографии видно, что пленка достаточно однородна и непрерывна. На профиллограмме наблюдается достаточная равномерность.

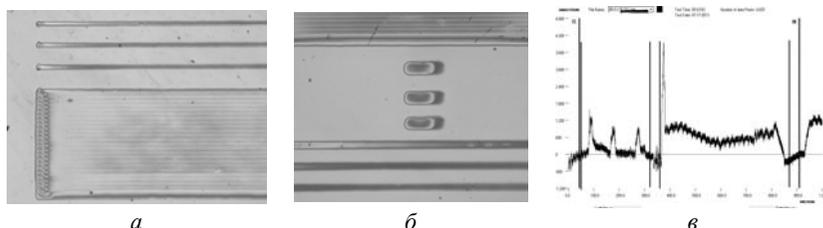


Рис. 2. Микрофотография напечатанного слоя: *a* – линии и полигоны; *б* – полигоны, субпиксели, линии; *в* – профиллограмма пленки линий и полигонов

На рис. 3 приведен пример профилограммы одиночной линии. Средняя толщина составляет порядка 60 нм.

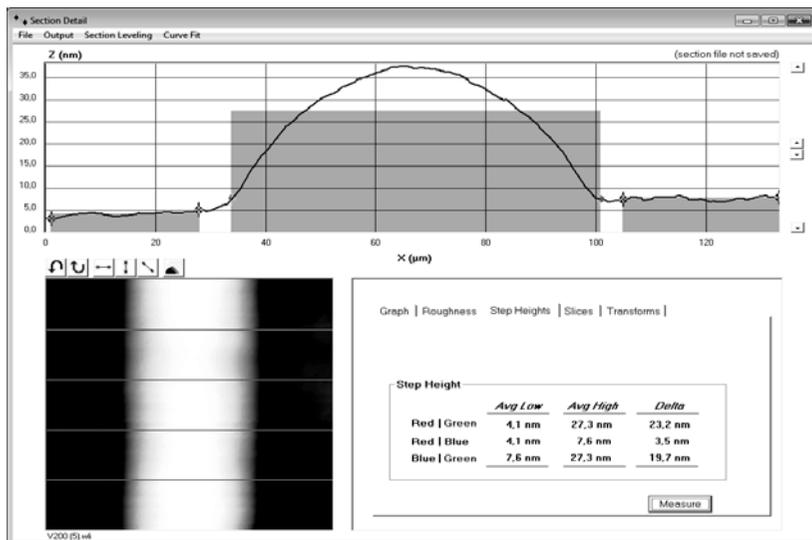


Рис. 3. Профилограмма пленки PEDOT:PSS (одиночная линия)

Заключение. Были проведены исследования на оборудовании плоттерной печати на материале PEDOT:PSS. В результате исследований получены равномерные однородные пленки без видимых разрывов. Толщина одиночной линии составила порядка 60 нм при скорости перемещения дозатора 100 мм/с и значении действующего напряжения на пьезоэлементе 1 В. В будущем планируется провести ряд уточняющих экспериментов, которые позволят в полной мере оценить работу плоттерной системы.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 14-08-31490 мол_а.

ЛИТЕРАТУРА

1. Печатная электроника [Электронный ресурс]. URL: http://ru.wikipedia.org/wiki/Печатная_электроника (дата обращения: 04.02.14).
2. Шурыгина В. Печатная электроника. Что это такое, как она создается, чего от нее ждать? [Электронный ресурс] // Электроника НТБ. 2010. №3. URL: <http://www.electronics.ru/journal/article/41>. Режим доступа: свободный (дата обращения: 27.02.2014).
3. GIX Microplotter II: [Электронный ресурс]. URL: <http://www.sonoplot.com/products/gix-microplotter-ii> (дата обращения: 18.02.14).

СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ УРОВНЯ ЧЕРНИЛ В ДОЗАТОРЕ ПЛОТТЕРНОЙ СИСТЕМЫ ПЕЧАТИ ОРГАНИЧЕСКОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ

А.Е. Здрок, инженер СКБ «Смена»

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

г. Томск, ТУСУР, kundep@mail.ru

Печатная электроника – область электроники, занимающаяся созданием электронных схем с помощью печатного оборудования, которое позволяет наносить на поверхность плоской подложки специальные чернила (токопроводящие, полупроводниковые, резистивные и т.д.) и таким образом формировать на ней активные и пассивные элементы, а также межэлементные соединения в соответствии с электрической схемой [1, 2].

В рамках ОКР «Органика» [3] выполнялась работа по освоению технологии принтерной печати изделий органической электроники. Экспериментальные исследования проводились с использованием оборудования GIX Microplotter II производства фирмы SonoPlot. Данное оборудование реализует метод плоттерной печати, описанный [4–7]. Технологические параметры данного оборудования приведены в таблице.

Технологические параметры прибора GIX Microplotter II

Параметр	Характеристика параметра
Тип рисунка	Точка, линия, окружность, дуга, прямоугольник
Объем капли	От 0,6 пл
Погрешность	Порядка 10%
Вязкость	< 450 сП
Калибровка	Автоматическая калибровка высоты поверхности
Софт	SonoGuide, SonoDraw
Мощность	А, 100–120 В; 1,5 А, 200–220 В

В ходе эксплуатации оборудования были выявлены некоторые недостатки данного оборудования, влияющие на качество лабораторных образцов и повторяемость пленок, полученных методом плоттерной печати, такие как:

- изменение концентрации вследствие испарения чернил из дозатора и кюветы, предназначенной для его заправки;
- изменение толщины пленки в процессе нанесения;
- отсутствие возможности контроля уровня чернил в дозаторе.

Было высказано предположение, что повторяемость печати можно существенно повысить, если иметь данные о степени заполнения доза-

тора и в соответствии с этой информацией осуществлять регулировку действующего напряжения на пьезоэлементе дозатора. Кроме того, информация о том, что капилляр пуст, позволит избежать недостатков существующего подхода, вынуждающего прогнозировать протяженность пути, соответствующую расходу чернил в капилляре, и устанавливать этот параметр в качестве критерия дозаправки.

Для этого был проведен следующий эксперимент. Для дозатора, состоящего из пьезоэлемента с прикрепленным к его торцу капилляра, были измерены частотные характеристики модуля импеданса (комплексного входного сопротивления) в различных состояниях (пустого, полного и частично заполненного жидкостью).

На рис. 1 приведены результаты измерения частотных характеристик.

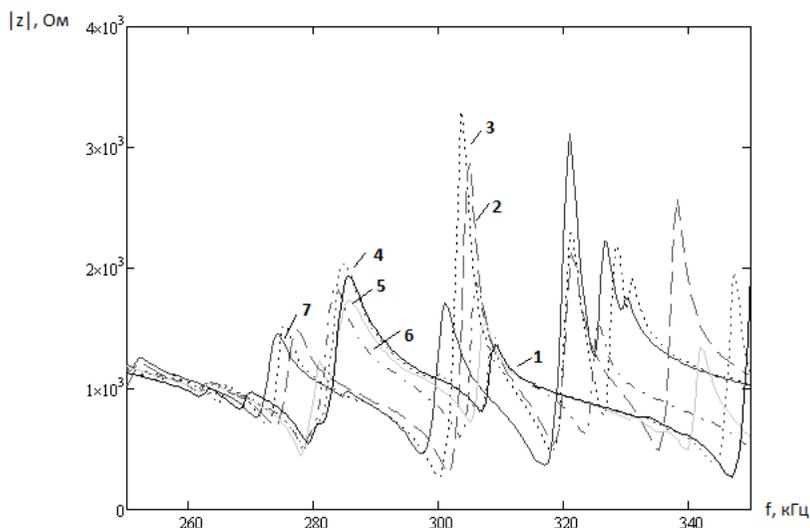


Рис. 1. Зависимость изменения сопротивления пьезоэлемента в заданном диапазоне частот при различном уровне заполнения капилляра

Кривые 1–7 на рис. 1 соответствуют следующим уровням заполнения капилляра: 1 – $V_1 = 27$ мкл; 2 – $V_2 = 22$ мкл; 3 – $V_3 = 16$ мкл; 4 – $V_4 = 12$ мкл; 5 – $V_5 = 7$ мкл; 6 – $V_6 = 2$ мкл; 7 – пустой капилляр.

Заключение. Из полученных характеристик видно, что с изменением уровня жидкости в дозаторе изменяется резонансное сопротивление и уменьшается частота резонанса. Выявление зависимости между изменением резонанса и уровнем жидкости в капилляре дозатора позволит в масштабе реального времени проводить оценку наполненности дозатора, что, в свою очередь, позволит избежать ситуации

преждевременного окончания чернил в дозаторе и тем самым обеспечить равномерную непрерывную печать.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 14-08-31490 мол_а.

ЛИТЕРАТУРА

1. Печатная электроника [Электронный ресурс]. URL: http://ru.wikipedia.org/wiki/Печатная_электроника (дата обращения: 4. 02. 2014).
2. Группа компаний Ostec [Электронный ресурс] // URL: <http://www.ostecgroup.ru>. Режим доступа: свободный (дата обращения: 4.03.2014).
3. Разработка базовой технологии изготовления особо плоских полноцветных ОСИД-дисплеев методом принтерной печати. Пояснительная записка по ОКР «Органика». г/к №12411.1006899.11.055 от 05.04.2012. Томск, 2013. 99 с.
4. Здрок А.Е. Исследование технологии плоттерной печати изделий полимерной электроники / Матер. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 14–16 мая 2014 г.: в 5 ч. Томск: В-Спектр, 2014. Ч. 1.
5. GIX Microplotter II [Электронный ресурс]. URL: <http://www.sonoplot.com/products/gix-microplotter-ii> (дата обращения: 18. 02. 2014).
6. Larson B.J. New technologies for fabricating biological microarrays: Dissertation. Wisconish, 2005. 216 p.

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.

МЕТОДЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЛЕДЕНЕНИЙ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ

М.М. Абулкасымов, М.И. Исаинова, студенты каф. КИПР
Научный руководитель *А.С. Шостак*, д.т.н., проф. каф. КИПР
г. Томск, ТУСУР, *koala3x@mail.ru*

Проект ГПО КИПР-1303 – «Исследования радиолокационных
методов подповерхностного зондирования»

Опыт эксплуатации авиационной техники показывает, что обледенение, наряду с турбулентностью атмосферы, электрическими разрядами, возможностью столкновения с птицами, является одним из наиболее опасных воздействий естественной внешней среды, которое существенно влияет на безопасность полета. Статистические данные о частоте случаев обледенения летательного аппарата для различных географических районов Земли показывают, что хотя возможность обледенения наблюдается в широком интервале отрицательных температур, наибольшая вероятность существует при полетах в диапазоне температур от $-5\text{ }^{\circ}\text{C}$ до $-10\text{ }^{\circ}\text{C}$ и влажности более 85%. Вне этого интервала вероятность обледенения быстро понижается. В данное время обледенение самолета является актуальной проблемой авиации.

Рисунки 1, 2 иллюстрируют наиболее характерные формы льдообразований (ледяных наростов) на лобовых поверхностях.

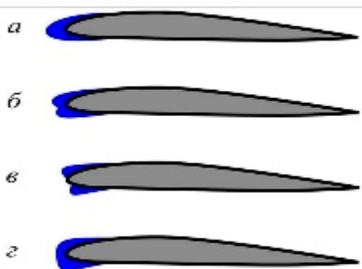


Рис. 1. Характерные формы льдообразований: *а* – клинообразная; *б* – желобообразная (корытообразная); *в* – рогообразная; *г* – промежуточная

Известны технические средства и методы борьбы с обледенением в полете, применяемые на самолетах и вертолетах. К ним прежде всего относятся тепловые противообледенители, использующие горячие выхлопные газы двигателей, либо электрические нагреватели лобовых частей крыльев, оперения самолетов, несущих винтов вертолетов, жидкостные противообледенители винтов самолетов и хвостовых винтов вертолетов, покрытия винтов самолетов и вертолетов специальными гидрофобными пленками, обладающими очень малыми силами смерзания с ледяной коркой, и др. Рассмотрим более подробно одну из жидкостных противообледенительных систем. Физической основой применения этих систем является то обстоятельство, что подаваемая по трубопроводам противообледенительная жидкость, поступая, например, на лобовое стекло кабины летчиков, при достаточной скорости ее подачи, просто смывает оседающие переохлажденные капли, не давая им кристаллизоваться. Чем ниже температура замерзания жидкости и чем более она полярна, тем лучше жидкость расплавляет лед. Принципиальным недостатком всех жидкостных противообледенителей является ограниченность их действия по времени [1].

Известен способ предотвращения обледенения конструктивных элементов летательных аппаратов. Изобретение относится к авиационной технике, в частности к противообледенительным системам летательного аппарата. Способ заключается в том, что конструктивные элементы летательного аппарата в подверженных опасности обледенения зонах поверхности нагревают до температуры таяния льда. Необходимую для нагрева тепловую энергию получают путем преобразования кинетической энергии скоростного напора набегающего воздуха. Полученную тепловую энергию передают в подверженные опасности обледенения зоны поверхности за счет аккумуляции тепла [2].

В качестве датчиков обледенения на отечественных воздушных судах широкое применение нашли радиоизотопные сигнализаторы типа РИО-3. Принцип работы сигнализатора основан на ослаблении бета-излучения радиоактивного изотопа (стронций-90 + иттрий-90) слоем льда, нарастающего на чувствительной поверхности штыря датчика в полёте. Кроме того, могут устанавливаться индикаторы обледенения визуального типа. Они обычно стоят в пределах видимости (возле лобового стекла), имеют подсветку, и пилот имеет возможность визуально контролировать нарастание льда на них, тем самым получая нужную информацию об возможном обледенении.

Датчики сигнализаторов обледенения, как уже было сказано, кроме определенного места на фюзеляже самолета, обязательно устанавливаются на входе в воздухозаборник каждого двигателя. Причина этому понятна. Двигатель – жизненно важный агрегат, и к контролю

его состояния (в том числе и что касается обледенения) предъявляются особые требования [3].

В борьбе с обледенением, кроме бортовых систем, используется также и наземная обработка летательных аппаратов. Она достаточно эффективна, однако эффективность эта, так сказать, недолговечна.

Пневматическая противообледенительная система, разработанная в начале 30-х годов в США, является исторически первой механической системой защиты от обледенения.



Рис. 2. Характерные формы льдообразований

Конструкция пневматической ПОС увеличивает профильное сопротивление крыла на 5–6% в нерабочем состоянии и на 80–100% в рабочем состоянии (при раздутых камерах). Пневматические ПОС имеют относительно небольшую массу и энергоемкость и поэтому широко применяются на малых нескоростных самолетах.

Электроимпульсная противообледенительная система разработана в начале 60-х годов в России инженером И.А. Левиным, который начал эту работу, еще будучи студентом МАИ [4].

Новый способ удаления льда с обшивки, который реализует электроимпульсная противообледенительная система для защиты крыла и оперения, заключается в создании в защищаемой обшивке и находящемся на ней слое льда импульсных деформаций. При этом возникающие в слое льда механические напряжения достаточны для его разрушения, но в обшивке напряжения меньше предела усталости или предела циклической прочности.

Метод неразрушающего контроля теплового вида используют при исследовании тепловых процессов в изделиях. Методы теплового контроля основаны на взаимодействии теплового поля объекта с термодинамическими чувствительными элементами (термопарой, фотоприемником и т.д.), преобразовании параметров поля (интенсивности, температурного градиента, контраста, лучистости и др.). Достоинствами теплового контроля являются: дистанционность, высокая скорость обработки информации; высокая производительность испытаний; высокое линейное разрешение: возможность контроля при одно- и двустороннем подходе к изделию; теоретическая возможность контроля

любых материалов. С помощью беспилотного аппарата (квадрокоптера) мы можем дистанционно сканировать самолет на стоянке и получить информацию теплового вида (рис. 3).



Рис. 3. Квадрокоптер с тепловизором

ЛИТЕРАТУРА

1. Трунов О.К. Обледенение самолетов и средства борьбы с ним. М.: Машиностроение, 1965. 247 с.
2. Мазин И.П. Физические основы обледенения самолетов. М.: Гидрометеиздат, 1957. 120 с.
3. Степаненко В.Д. Вероятность и интенсивность обледенения самолетов. СПб.: Изд. ГГО им. А.И. Воейкова, 1994. 99 с.
4. Мазин И.П. Противообледенительные системы летательных аппаратов. М., 1967.
5. Технический регламент. Т. 2. ВМО-№49, 2004. Метеорологическое обслуживание международной авионавигации.

ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ FMCW ВДОЛЬ ОСИ ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ ТЕОРИИ СЖАТИЯ

К.Ф. Аджуханов, О.Н. Иванова, А.В. Лысов, студенты каф. КИПР

Научный руководитель В.Н. Татаринов, д.т.н., зав. каф. КИПР

г. Томск, ТУСУР, karim.1992@mail.ru

Проект ГПО КИПР-1301 – «Методы и устройства поляризационной радиолокации»

Использование непрерывного излучения с линейной FM в РЛС обеспечивает высокое отношение сигнал/шум при низкой мощности излучения. Описание РЛС данного типа приведено в [1, 2]. Кроме того, Р.Б. Чедвик и Р.Г. Страух указали в [3], что данная обработка есть корреляция приёма. К сожалению, авторы этой статьи не представили ни математического, ни физического обоснования для их идеи. Кроме того, блок-схемы, которые привели эти авторы, не представляют собой коррелятор.

Теория оптимального приёма [1, 2] указывает, что максимальное значение отношения сигнал/шум имеет место, если фильтр будет иметь вид

$$\dot{H}(\omega) = \dot{U}^*(\omega) \exp\{-j\omega\tau\}, \quad (1)$$

где $\dot{H}(\omega) = \dot{U}^*(\omega) \exp\{-j\omega\tau\}$ есть комплексная сопряженная функция спектральной плотности излучаемого сигнала с внутренней ЧМ на интервале $\Delta\omega/2 \leq \omega \leq \Delta\omega/2$. Форма спектра выходного сигнала определяется как $S_{out}(\omega) = \dot{U}(\omega)\dot{U}^*(\omega) = |\dot{U}(\omega)|^2 = U_{max}^2 \Delta t / 2B$. Из теоремы Винера–Хинчина следует, что во временной области функция автокорреляции выходного сигнала имеет вид

$$R_{FM}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\Delta\omega/2}^{\Delta\omega/2} W_{FM}(\omega) \exp\{j\omega\tau\} d\omega. \quad (2)$$

Таким образом, оптимальная обработка ЧМ-сигнала приводит к уменьшению длительности выходного сигнала. Это есть так называемое сжатие вдоль оси времени. Данная приемная система известна как корреляционный приемник. Рассмотрим FMCW-систему с использованием непрерывного излучения с линейной ЧМ. Для ЧМ-сигнала $\omega(t) = 2\pi(f_0 + Bt/T)$, где величина B есть полная девиация частоты за период, излучаемый сигнал $V(t)$ за один период ЛЧМ имеет вид

$$V(t) = \cos\psi(t) = V_{max} \cos\left[2\pi\left(f_0 t + Bt^2/2T\right)\right]. \quad (3)$$

Нетрудно показать, что комплексная спектральная плотность сигнала $V(t)$ будет определяться выражением (2). Тогда можно записать, что $\dot{V}(\omega) = \dot{U}(\omega)$. Это равенство показывает сходство между спектральной плотностью импульса ЧМ-радиолокационного сигнала и одним периодом излучения FMCW-системы.

Для анализа FMCW-обработки радиолокационных сигналов, как согласованного приемника, мы будем использовать свойства симметрии преобразований Фурье. Известно, что обратное преобразование Фурье от произведения двух спектральных функций является сверткой исходных функций во времени:

$$R_{FM}(\tau) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(\omega)\dot{U}^*(\omega) \exp\{j\omega\tau\} d\omega = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{U}(t)\dot{U}^*(t-\tau) dt, \quad (4)$$

а преобразование Фурье произведения двух функций времени есть свертка спектральных плотностей этих функций:

$$R(\omega) = \int_{-\infty}^{\infty} \dot{V}_1(t) \dot{V}_2^* \exp\{-j\omega t\} dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_1(\omega') \dot{S}_2^*(\omega' - \omega) d\omega'. \quad (5)$$

Для случая точечного объекта РЛС на расстоянии r рассеянный сигнал V_S будет представлять собой копию излученного сигнала (3), задержанную во времени на $\tau_S = 2r_0/c$, и тогда $V_S(t) = V_S(t - \tau_S)$. Вводя комплексные аналитические сигналы $V_r(t) = \exp[j\psi_r(t)]$, $V_S(t) = \exp[j\psi_S(t - \tau_S)]$, связанные с реальными процессами $V_r(t)$, $V_S(t)$, найдем разность их полных фаз: $\psi_r(t) - \psi_S(t - \tau_S) = f_0\tau_S + (Bt\tau_S/T) - (B/2T)T^2$. Производная разности полных фаз определяет разность частот Δf_S между излученным и рассеянным сигналами

$$\frac{d}{dt} [\psi_r(t) - \psi_S(t - \tau_S)] = B\tau_S/T = \Delta f_S.$$

Разность частот Δf_S пропорциональна временной задержке $\tau_S = 2r_0/c$, поэтому $\dot{V}_r(t) \dot{V}_S^*(t) = \exp[j2\pi\Delta f_S t]$.

Последним шагом в обработке принятого сигнала сделаем спектральный анализ, предполагая $\tau_S \ll T$:

$$\begin{aligned} R(\omega) &= \int_0^T \dot{V}_r(t) \dot{V}_S^* \exp\{-j\omega t\} dt = \frac{1}{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \dot{S}_r(\omega') \dot{S}_S^*(\omega' - \omega) d\omega' = \\ &= \int_{-T/2}^{T/2} \exp(j2\pi\Delta f_S t) \exp(-j\omega t) dt = \\ &= \exp(j\pi B\tau_S) \left\{ \sin[\pi(f - 2B\tau_S/T)T] \right\} / \left[\pi(f - 2B\tau_S/T)T \right]. \quad (6) \end{aligned}$$

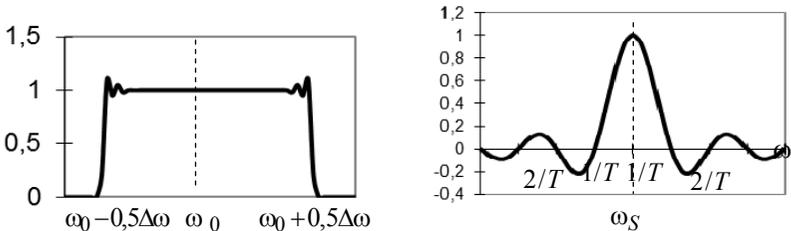


Рис. 1. Сжатие спектров сигнала по оси частот

Из выражения (6) следует, что корреляционная функция частоты $R(\omega)$ концентрируется вокруг частоты $\Delta f_S = B\tau_S/T$. Ширина частот-

ной корреляционной функции есть $\Delta f = T^{-1}$. Это указывает, что ширина спектра после обработки связана со спектрами излучаемого сигнала $\Delta f_0 = B$ выражением $\Delta f_0 / \Delta f = B / T^{-1} = BT$ и это означает, что мы получаем эффект сжатия спектров сигнала по оси частот (рис. 1).

ЛИТЕРАТУРА

1. Urcowitz H., Hauer C. Generalized resolution in radar systems // Proc. IRE. 1962. Vol. 50, № 10. 2093 p.
2. Ramp H.O. Principle of pulse compression // IRE Trans. on Mil. Electr. 1961. VII-5, № 2. 109 p.
3. Shadwick R.D., Strauch R.G. Processing of FM CW Doppler radar signals from distributed targets // IEEE Trans. Aerosp. Electron. Syst. 1979. AES-1 5(1). P. 185–188.

ФОРМИРОВАНИЕ ПРОВОДНИКОВ СВЕТОДИОДНОГО МОДУЛЯ ПЕЧАТНЫМ МЕТОДОМ

Г.И. Большанин, студент

Научный руководитель В.И. Туев, зав. каф. РЭТЭМ, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, РКФ, каф. РЭТЭМ, fortingar@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 °С), 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 °С в зависимости от размера частиц и температуры выгорания стабилизатора). Образующийся в результате этого процесса слой металла по некоторым параметрам, в частности удельного электриче-

ского сопротивления, теплопроводности и по температуре ликвидуса, близок к монолитному серебру. Дополнительным преимуществом предлагаемых паст является отсутствие в их составе свинцово-содержащих 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.

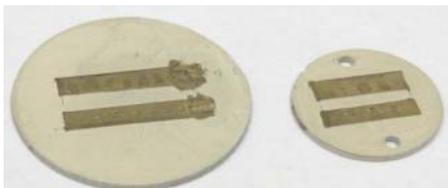


Рис. 1. Макетные образцы печатных проводников

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.

ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТЕЙ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ОТРАЖАЕМОСТИ В ЗАДАЧАХ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ МЕТЕООБРАЗОВАНИЯ

С.С. Дьяченко, студентка 4-го курса каф. КИПР

*Руководитель проекта Е.В. Масалов, д.т.н., профессор каф. КИПР
г. Томск, ТУСУР, kiss-my030@mail.ru*

Возможности радиолокатора ДМРЛ-С [1], измеряющего дифференциальную радиолокационную отражаемость $Z_{DR}(z)$, позволяет измерить не только основные компоненты принятого сигнала, но и ортогональные, относительно сигнала излученной линейной поляризации, составляющие.

Так, например, амплитуда $|E'_{xX}(z)|$ сигнала излучённого с горизонтальной поляризацией и принятого той же антенной будет равна:

$$E'_{xX}(z) = \begin{vmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{vmatrix} \cdot |R^{-1}(\beta_H)| \cdot |R[\beta(z)]| \cdot \begin{vmatrix} \cos \alpha(z) \\ j \cdot \sin \alpha(z) \end{vmatrix}. \quad (1)$$

Тогда указанная амплитуда может быть определена в следующем виде:

$$|E'_{xX}(z)| = \left[\cos^2 \alpha(z) \cdot \cos^2 (\beta_H - \beta(z)) + \sin^2 \alpha(z) \cdot \sin^2 (\beta_H - \beta(z)) \right]^{0,5}. \quad (2)$$

При измерении амплитуды сигнала, излученного с горизонтальной поляризацией и принятого с вертикальной поляризацией можно получить:

$$E'_{xY}(z) = \begin{vmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{vmatrix} \cdot |R^{-1}(\beta_H)| \cdot |R[\beta(z)]| \cdot \begin{vmatrix} \cos \alpha(z) \\ j \cdot \sin \alpha(z) \end{vmatrix}. \quad (3)$$

Тогда величину модифицированной дифференциальной радиолокационной отражаемости $Z_{LDR}(z)$ на выходе приёмника с логарифмической характеристикой $Z_{LDR}(z) = 20 \lg \left(\frac{|E'_{xY}|}{|E'_{xX}|} \right)$, после подстановки формул (2), (4), можно записать:

$$Z_{LDR}(z) = \frac{10 \lg \left(\cos^2 \alpha(z) \cdot \cos^2 (\beta_H + \beta(z)) - \sin^2 \alpha(z) \cdot \sin^2 (\beta_H - \beta(z)) \right)}{\cos^2 \alpha(z) \cdot \cos^2 (\beta_H + \beta(z)) + \sin^2 \alpha(z) \cdot \sin^2 (\beta_H - \beta(z))}. \quad (5)$$

Результаты расчетов по формуле (5), приведенные на рис. 1, показывают, что при умеренной интенсивности осадков $12,5 \text{ мм} \cdot \text{ч}^{-1}$ изменения модифицированной дифференциальной радиолокационной отражаемости имеют линейный характер в зависимости от начального угла наклона плоскости поляризации излучаемых колебаний и от длины трассы.

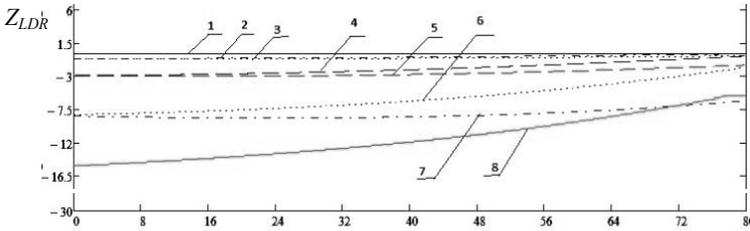


Рис. 1. Зависимость модифицированной дифференциальной радиолокационной отражаемости $Z_{LDR}(z)$ от длины трассы для интенсивности дождя

$R=12,5 \text{ мм} \cdot \text{ч}^{-1}$ при различных значениях β_H :

1 – 90° ; 2 – $78,75^\circ$; 3 – $11,25^\circ$; 4 – $67,5^\circ$; 5 – $22,5^\circ$; 6 – $56,25^\circ$; 7 – $33,75^\circ$; 8 – 45°

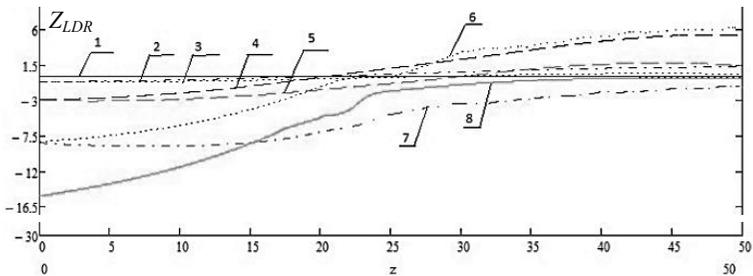


Рис. 2. Зависимость модифицированной дифференциальной радиолокационной отражаемости $Z_{LDR}(z)$ от длины трассы для интенсивности дождя

$R=50 \text{ мм} \cdot \text{ч}^{-1}$ при различных значениях β_H :

1 – 90° ; 2 – $78,75^\circ$; 3 – $11,25^\circ$; 4 – $67,5^\circ$; 5 – $22,5^\circ$; 6 – $56,25^\circ$; 7 – $33,75^\circ$; 8 – 45°

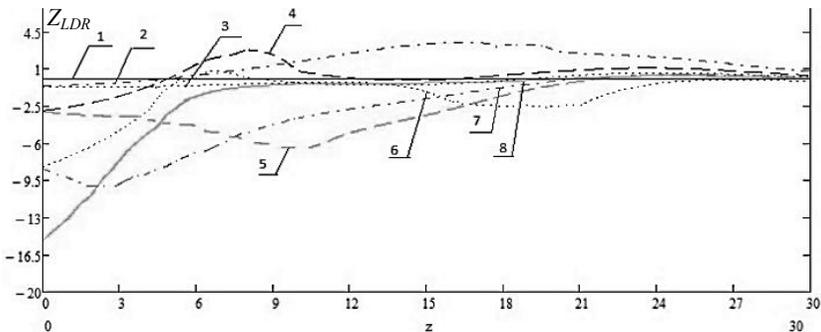


Рис. 3. Зависимость модифицированной дифференциальной радиолокационной отражаемости $Z_{LDR}(z)$ от длины трассы для интенсивности дождя

$R=150 \text{ мм} \cdot \text{ч}^{-1}$ при различных значениях β_H

1 – 90° ; 2 – $78,75^\circ$; 3 – $11,25^\circ$; 4 – $67,5^\circ$; 5 – $22,5^\circ$; 6 – $56,25^\circ$; 7 – $33,75^\circ$; 8 – 45°

Из рис. 1 видно, что, как и в случае $Z_{DR}(z)$, имеет место измерение величины $Z_{LDR}(z)$, зависящей от четырех параметров z , $\Delta\phi$, $\Delta\alpha$, β_H .

С увеличением интенсивности осадков, зависимости дифференциальной радиолокационной отражаемости принимают всё более выраженный характер, проявляется периодичность поляризационных характеристик, возрастает нелинейность этих характеристик. Полученные предварительные результаты указывают на необходимость учета воздействия дифференциальных факторов (дифференциальное ослабление и дифференциальный сдвиг) на поляризационную характеристику сигнала в процессе распространения от передней границы метеообразования к периферии (рис. 2, 3).

ЛИТЕРАТУРА

1. Вовшин Б.М., Вылегжанин И.С., Жуков В.Ю. и др. Теория и практика поляризационных измерений в метеорологической радиолокации [Электронный ресурс] // Матер. V Всерос. науч. конф. «Вторые Всероссийские Армандовские чтения», Муром, июнь 2012. С. 49–54. URL: www.mivlgu.ru/conf/armand2012/pdf/P5.pdf (дата обращения: 18.10.2012).

GAAS-МИС PIN-ДИОДНОГО СВЧ-КОММУТАТОРА 1×3 С ИНТЕГРИРОВАННЫМИ ЦЕПЯМИ УПРАВЛЕНИЯ

В.А. Гуцин, студент 2-го курса магистратуры каф. ФЭ

Научный руководитель И.В. Юнусов, начальник лаборатории диодных МИС НПКМ ЗАО «НПФ «Микран»

*г. Томск, ЗАО «Научно-производственная фирма «Микран», ТУСУР
vovan545182@gmail.com*

Использование современными российскими производителями измерительной техники СВЧ, зарубежных СВЧ-монокристаллических интегральных схем (МИС) обусловлено нехваткой российских электронных компонентов. Поскольку многие российские компании имеют свое собственное производство измерительной аппаратуры СВЧ, для них является актуальным использование отечественных СВЧ МИС.

В измерительной технике широкого частотного диапазона для управления сигналом активно используют pin-диоды и МИС на их основе, так как они обладают следующими преимуществами: более простая технология изготовления и более высокое коммутационное качество по сравнению с ПТШ, а также большая максимальная мощность, которую может выдержать диод [1].

В настоящей работе приведены результаты разработки GaAs МИСС-коммутатора 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 использована технология гетероструктурных AlGaAs/GaAs квазивертикальных pin-диодов разработанная в ЗАО «НПФ «Микран» [2].

Эквивалентная низкочастотная (НЧ) схема МИСС-коммутатора представлена на рис. 1, а. В данной схеме используется последовательно-параллельное включение pin диодов в каждом выходном канале. Цепи управления выполнены в виде фильтра низких частот (ФНЧ) – катушка индуктивности и два конденсатора [3]. Порт P1 является входом, а порты P4, P6, P8 – выходами для СВЧ-сигнала. Управление состоянием канала (открыто/закрыто) осуществляется подачей постоянного тока –10 мА на соответствующий ему порт: P5, P7 или P9, при

этом на два других порта должен подаваться такой же ток, но противоположной полярности. Ток задается токозадающим резистором, подключенным к порту P2. Для расчета характеристик и оптимизации топологии были созданы компьютерные модели МИС. PIN-диоды были взяты из созданной компонентной базы, остальные элементы топологии, такие как катушки индуктивности, микрополосковые линии передач (МПЛ) и тонкопленочные конденсаторы, прошли предварительную верификацию. Микрофотография МИС коммутатора 1×3 с ЦУ приведена на рис. 1, б. Особенностью данной схемы является использование катушек индуктивности, выполненных в виде воздушных мостов, что позволило улучшить характеристики и расширить диапазон рабочих частот МИС. Другой особенностью МИС является возможность использования встроенного токозадающего резистора для смещения диодов либо подключения внешнего. Также, контактные площадки были спроектированы с учетом монтажа схем – разварки провололочкой.

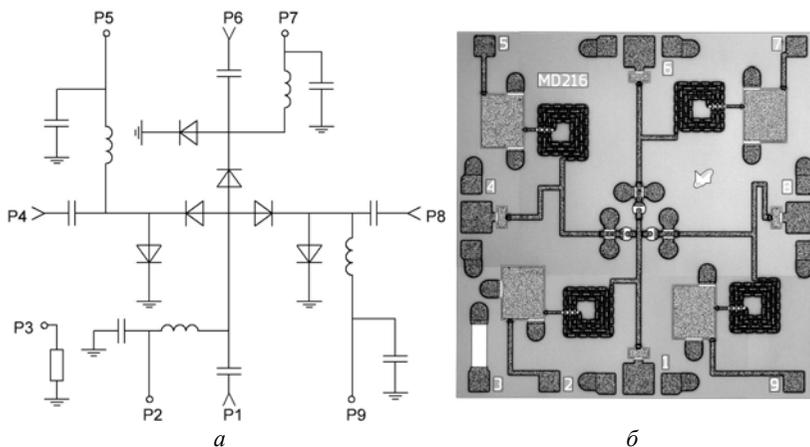


Рис. 1. Эквивалентная НЧ-схема коммутатора – а;
микрофотография МИС-коммутатора – б

Допустимые режимы эксплуатации МИС приведены в таблице. Параметры рассеяния (S -параметры) с учетом монтажа МИС коммутатора 1×3 в диапазоне частот (4–27) ГГц приведены на рис. 2. Из графиков видно, что коммутатор обеспечивает малые вносимые потери открытых каналов и отличную изоляцию закрытых каналов. Возвратные потери по входу и выходу в открытых каналах коммутатора имеют достаточно малое значение во всем рабочем диапазоне частот.

Допустимые режимы эксплуатации

Обозначение	Параметр	Ед. изм.	Значение
T_{amb}	Температура окружающей среды	°С	-60...+85
P_{in}	Входная СВЧ-мощность, не более	мВт	250
U_R	Обратное напряжение питания, не более	В	20
I_F	Прямой ток питания, не более	мА	30

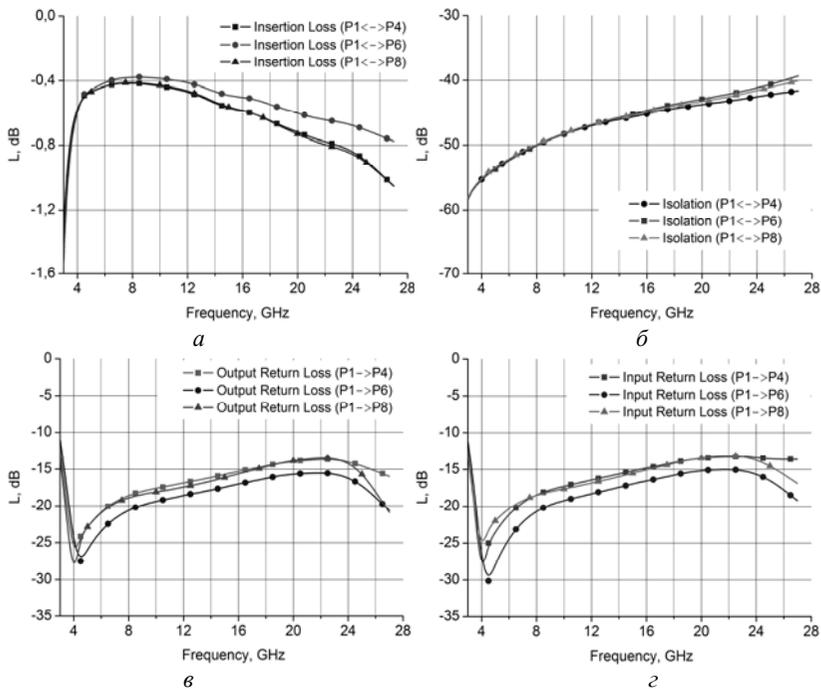


Рис. 2. S-параметры МИСС-коммутатора 1×3

В результате выполнения настоящей работы была разработана и оптимизирована МИС коммутатора 1×3 канала с ЦУ для работы в измерительной технике СВЧ в диапазоне частот (4–27) ГГц. Разработанная МИС обладает хорошими характеристиками на СВЧ-токе и не имеет аналогов на отечественном рынке, что позволит успешно внедрять данную МИС в отечественные приборы и заменять зарубежные МИС.

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 pin-диодах в интегральном исполнении. М.: Радио и связь, 1984. 184 с.

ИНЖЕНЕРНЫЙ АНАЛИЗ МЕХАНИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА БАЗОВУЮ НЕСУЩУЮ КОНСТРУКЦИЮ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

А.С. Мельникова, студентка 4-го курса каф. КИПР

Руководитель проекта Д.В. Озёркин, доцент

г. Томск, ТУСУР, tanna77994@gmail.com

*Проект ГПО КИПР-1304 – «Исследование перспективных
программируемых структур РЭА»*

Постановка задачи. В настоящее время ОАО «Информационные спутниковые системы» им. акад. М.Ф. Решетнева» (ОАО «ИСС») реализует проект технологической платформы (ТП) «Национальная информационная спутниковая система» совместно с научными и образовательными учреждениями, а также предприятиями кооперации.

Целью ТП «Национальная информационная спутниковая система» является разработка совокупности прорывных технологий для радикального повышения показателей пользовательских свойств космических аппаратов (КА) новых поколений и доступности персональных пакетных космических услуг.

В настоящее время применительно к базовой несущей конструкции (БНК) бортовой РЭА КА проведены исследования и получены практические результаты только по отдельным дестабилизирующим факторам, например по механическим воздействиям.

Применяя современные достижения и нетрадиционные подходы к конструированию, удастся создавать спутники, значительно отличающиеся по массе и размерам в меньшую сторону от традиционных аппаратов. Так как цена запуска традиционно вычисляется по массе, уменьшение габаритно-массовых характеристик малых КА невозможно без оптимизации БНК, применяемых в таких КА.

Подготовка к моделированию. Для создания модели используется программный комплекс САПР SolidWorks (SW). В ходе моделирования составляется геометрическая модель. Процесс создания моде-

ли начинается с зарисовки эскиза детали по заданным чертежам. Далее, используя программные команды, создаем трехмерную модель. На данном этапе проекта рамка – БНК для печатной платы, рассматривается не как сборка, а как деталь. В качестве материала детали выбран сплав алюминия 1060. На рис. 1 представлена рамка на одном из этапов проектирования.

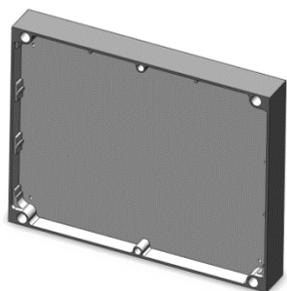
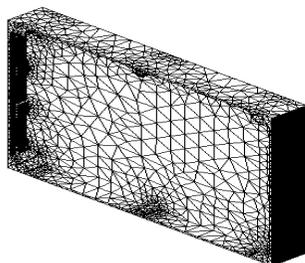


Рис. 1. Внешний вид унифицированной рамки БНК

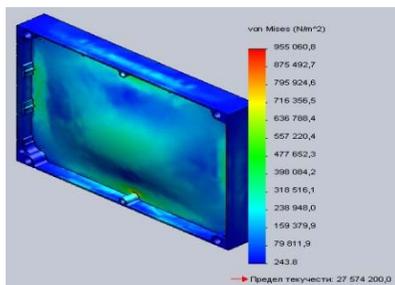


Для статического анализа необходимо применить достаточные фиксирующие ограничения, чтобы стабилизировать модель. Перед запуском исследования построим сетку на детали (рис. 2).

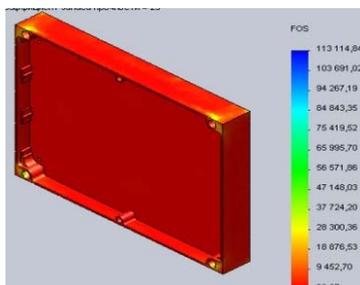
Рис. 2. Рамка, портытая сеткой

Проведение численного моделирования. После создания сетки получаем первые результаты: масса рамки 0,418 кг; объем 0,16 м³; плотность 2700 кг/м³.

Запускаем исследование и проводимый статический анализ. Исследуя мембрану на нагрузки, прикладываем к ней силу в 10 ньютонов. Получены результаты по напряжению Мизеса (эквивалентных) (рис. 3, а), проведены оценка запаса прочности (рис. 3, б), результирующее перемещение (рис. 4, а) и эквивалентные деформации (рис. 4, б).



а



б

Рис. 3. Узловое напряжение – а; оценка запаса прочности – б

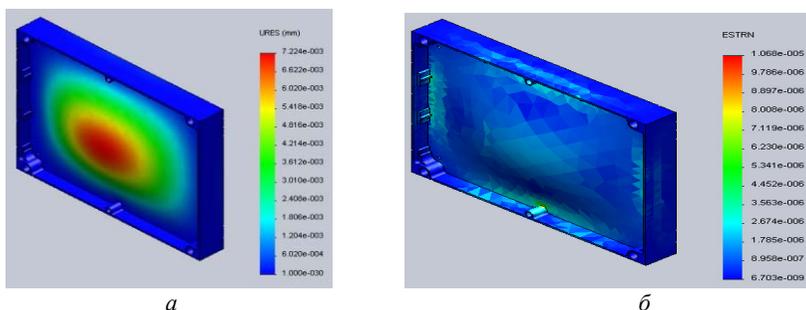


Рис. 4. Статическое перемещение – а; статическая деформация – б

Заключение. В результате исследования выяснено, что рамка выдерживает перегрузку примерно в 5 g. При этом механическая деформация мембраны не превышает наперед заданную техническим заданием.

Потребителями результатов, предоставляемых предлагаемой работой, являются предприятия аэрокосмической отрасли, занимающиеся разработкой малых КА.

Работа выполнена в рамках проекта ГПО КИПР 1304 – «Исследование перспективных программируемых структур РЭА» по заказу ОАО ИСС (г. Железногорск).

ВЛИЯНИЕ ВРЕМЕНИ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ДИОДА НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ДЕМПФИРОВАНИЯ В RCD ДЕМПФЕРНОЙ ЦЕПИ

*П.Г. Попенко, С.П. Шкарупо, студенты каф. РЭТЭМ
Научный руководитель В.И. Туев, зав. каф. РЭТЭМ
г. Томск, ТУСУР, rk9uba@yandex.ru*

Важной задачей в проектировании импульсного источника питания является обеспечение безотказной работы силовых ключей, которые преимущественно выполняются на полевых транзисторах [1]. Для защиты силового ключа от выбросов напряжения вводятся дополнительные цепи.

Одной из таких цепей может быть демпфер, защищающий транзистор от выбросов по напряжению в цепи стока транзистора в момент коммутации, обусловленных индуктивностью рассеивания трансформатора, которая может составлять до 5% от индуктивности намагничивания трансформатора [2]. Также в процессе коммутации возникают колебательные процессы, обусловленные индуктивностью рассеива-

ния и паразитными емкостями полевого транзистора [3]. На рис. 1 приведена осциллограмма напряжения на полевым транзисторе 2SK956, осуществляющего коммутацию в обратноточном преобразователе сетевого напряжения.

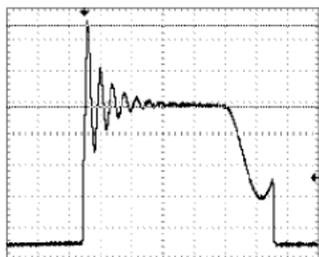


Рис. 1. Осциллограмма напряжения на силовом ключе без демпфера (100 В/дел.)

Как видно из рис. 1, амплитуда первого всплеска достигает порядка 710 В. Чтобы обеспечить работоспособность устройства, необходимо использовать полевой транзистор с напряжением сток-исток, превышающим напряжение всплеска, это приводит к увеличению тепловых потерь на ключевом транзисторе, так как сопротивление открытого канала пропорционально напряжению сток-исток транзистора.

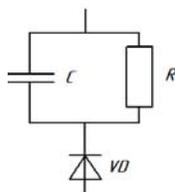


Рис. 2. Демпфирующая цепь

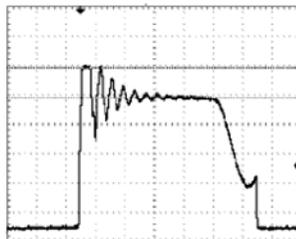
Наиболее простая по конструктивному исполнению и эффективности демпфирования цепь представлена на рис. 2, состоящая из резистора, конденсатора и диода [3].

Диод VD начинает проводить ток, когда напряжение на обмотке трансформатора превышает установившееся напряжение на конденсаторе C , впоследствии происходит разряд конденсатора через резистор R . Протекающий через C ток заряда ограничивает пиковое напряжение на стоке транзистора.

Так как методики расчета подобных демпферов не учитывают время восстановления диода VD , были сняты осциллограммы напряжения на стоке ключевого транзистора с применением демпферов на «быстром» и «медленном» диодах. Для построения демпфирующей цепи были использованы диоды FR105 и FR106 с временем восстановления 150 нс и 500 нс соответственно [4], конденсатор емкостью 10 нФ, резистор сопротивлением 75 кОм.

На рис. 3 приведена осциллограмма напряжения на стоке ключевого транзистора с применением демпфера на диоде FR105. Напряжение первого выброса составило порядка 550 В, что значительно меньше, в сравнении со схемой без демпфирующей цепи. Однако на осциллограмме видно, что на стоке ключевого транзистора присутствует высокочастотный дребезг, следовательно, после закрытия диода в индуктивности рассеивания еще осталось большое количество энергии.

Рис. 3. Осциллограмма напряжения на силовом ключе с демпфером на диоде FR105 (100 В/дел.)



На рис. 4 приведена осциллограмма напряжения на стоке ключевого транзистора с применением демпфера на диоде FR106. Пиковое напряжение уменьшилось до 500 В, также значительно уменьшился высокочастотный дребезг. При этом следует предположить, что энергия из индуктивности рассеивания рассеивается на диоде демпфирующей цепи, что при больших значениях индуктивности рассеивания трансформатора может привести к перегреву и выходу из строя диода.

Рис. 4. Осциллограмма напряжения на силовом ключе с демпфером на диоде FR106 (100 В/дел.)



В результате проделанной работы были получены данные о влиянии времени восстановления диода на эффективность демпфирования в пассивном резистивно-конденсаторно-диодном демпфере, был сделан вывод о том, что диоды с высоким значением времени восстановления следует применять в маломощных импульсных источниках питания, с малым током в первичной обмотке.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гуревич В.И. Вторичные источники электропитания: анатомия и опыт применения // Электротехнический рынок. 2009. №1 (25). С. 50–54.
2. Браун М. Импульсные источники. Расчет и конструирование. М.: МК-Пресс, 2007. 288 с.
3. Сергеев Б.С. Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания. М.: Радио и связь, 1992. 224 с.
4. Fast recovery rectifier [Электронный ресурс]. Режим доступа: http://www.rectron.com/data_sheets/fr101-107.pdf, свободный (дата обращения: 04.02.2014).

СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СЛОИСТЫХ СРЕД В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ

Т.Н. Пушкарёв, М.И. Исаинова, студенты каф. КИПР

*Научный руководитель А.С. Шостак, д.т.н., профессор каф. КИПР
г. Томск, ТУСУР, Pushkarev-timur@mail.ru*

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

Детерминированный сигнал описывается функцией времени $\Phi(t)$. Зависимость $\Phi(t)$ может быть выражена в виде полинома на основе тригонометрических, экспоненциальных и иных функций. Оперировать с такими разнообразными по виду функциями при прохождении сигнала через радиоэлектронные цепи весьма затруднительно. Поэтому привели к единому базису.

Сама функция $\Phi(t)$ разлагается в ряд по системе базисных функций, должна быть интегрируемой, отвечая условию ограничения энергии сигнала. Ряд образует спектр сигнала. Таким образом, вместо описания процесса с помощью функции $\Phi(t)$, зависящей от времени t , сигнал можно определить с помощью спектра как комбинацию из спектральных составляющих C_k в выбранной системе базисных функций [2].

Для проведения численного моделирования коэффициента отражения были использованы экспериментальные значения ε и $\text{tg}\delta$ образцов дерново-подзолистой почвы, отобранных с различных глубин исследуемой природной среды (рис. 1). На рис. 1 данные ε на графике 2 соответствуют профильному распределению влажности с глубиной, взятые 27 августа 2001 г. Изменение вида графиков с течением времени обусловлено процессами протекания воды с поверхности грунта в нижние слои и процессами высыхания поверхности. Эти процессы нестационарные во времени и зависят от погодных условий [1].

В результате были получены модули коэффициента отражения ($|R_{\text{отр}}|$) от исследуемой среды в зависимости от частоты и глубины залегания неоднородности в свободном полупространстве при профильных распределениях ε .

Кривая 1 на рис. 2 показывают модуль коэффициента отражения в невозмущенной среде. Кривая 2 показывает модуль коэффициента отражения в возмущенной среде с неоднородностью, находящейся вровень поверхности. Кривые 3 и 4 соответствуют неоднородностям с глубиной залегания 5 и 10 см.

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

При определении спектральной плотности импульса произвольной формы программа распадается на две части. В первой – произво-

дится аппроксимация функции, представленной в табличной форме, с помощью сплайн-интерполяции. График одного импульса, построенного на основании введенных данных, до и после интерполяции приводится в самой программе.

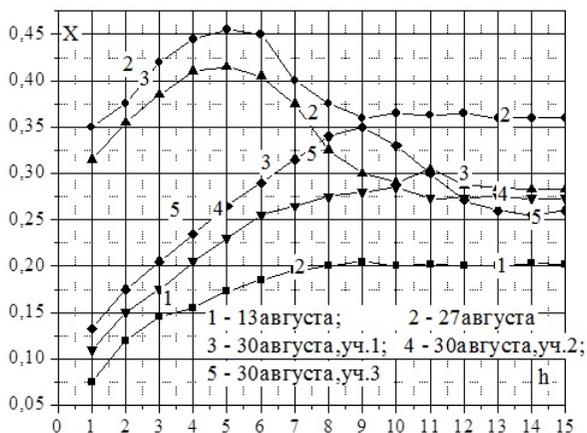


Рис. 1. Профильное распределение диэлектрических характеристик почвогрунтов

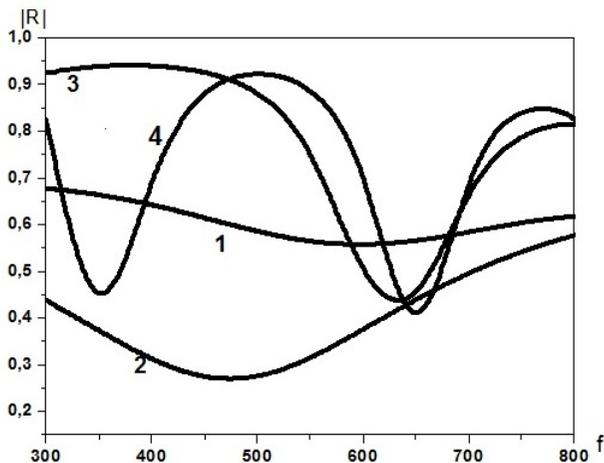


Рис. 2. Модули коэффициента отражения невозмущенной и возмущенной среды для распределения 2

После произведенной интерполяции во второй части программы производится расчет спектральной функции с определением синусной и косинусной составляющих и модуля амплитуды спектра. По результатам строится график модуля спектральной плотности [2].

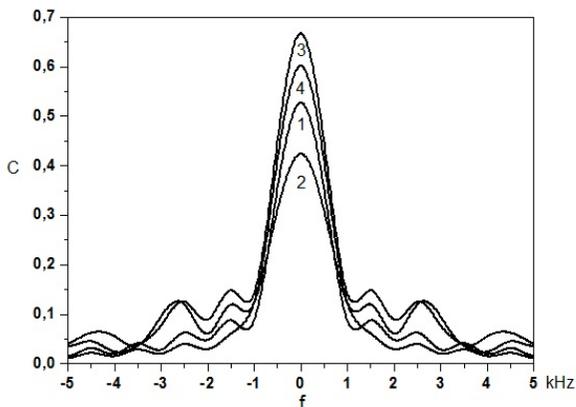


Рис. 3. Спектральные плотности для различных модулей профильного распределения 2, приведенного на рис. 1

Из графиков видно, что скачки наблюдаются в частотах, представленных в таблице.

Резкие всплески спектральных плотностей, кГц

График 1	1,5	2,5	3,5	4,5
График 2		2,5	3,5	4,5
График 3	1,5	2,5		4,5
График 4	1,5	2,5		4,5

Анализируя полученные данные, можно сделать следующие выводы, что чем больше возмущен зондирующий импульс, тем богаче спектральная плотность этого импульса.

Возникает необходимость в отделении токов одних частот от других частот. Эта задача решается с помощью фильтров.

Фильтрация состоит в удалении из сигнала гармоник с определенными частотами. Целью может быть удаление из сигнала шума (посторонних случайных колебаний, всегда в той или иной степени проникающих в экспериментальные сигналы). Иногда нужно удалить мешающую спектральную компоненту. Часто измеряемый сигнал представляет собой сумму многих сигналов. Если характерные частоты составляющих сигналов различны, то благодаря фильтрации их удается разделить.

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

ЛИТЕРАТУРА

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

ТЕПЛОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МИКРОТЕРМОСТАТА ПРЕЦИЗИОННОГО ИСТОЧНИКА ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ (ПИОН)

А.Д. Репенко, студент каф. КИПР

Научный руководитель Ю.П. Кобрин, доцент каф. КИПР

г. Томск, ТУСУР, каф. КИПР

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

Актуальность и постановка задачи. Прецизионные источники опорного напряжения (ПИОН) предназначены для обеспечения стабильного напряжения, необходимого для работы высокоточных приборов (измерительные приборы системы связи, высокоточного вычисления, фотографирования, наведения) [1].

Наиболее чувствительные к изменениям температуры элементы ПИОН должны находиться в узком температурном диапазоне. Использование микротермостатирования позволяет достигнуть высокой стабильности параметров ПИОН и обеспечить заданную надёжность.

Целью работы является моделирование электрических и тепловых режимов, а также проектирование микротермостата для прецизионного источника опорного напряжения (ПИОН) в гибридно-пленочном исполнении.

Термостатирование – это основное понятие при контроле подачи или отборе энергии нагрева или охлаждения с целью поддержания постоянной температуры среды [2].

При термостатировании наряду с точным контролем температуры важное значение имеет сокращение до минимума периодов нагрева или охлаждения. Термостатирование может производиться в открытых или закрытых системах.

Микротермостат как электротепловой элемент проектируемого устройства.

В качестве объекта моделирования взята схема микротермостата (рис. 1), приведённая в [1]. В этой схеме датчиком температуры является транзистор VT1, включённый по схеме с общим эмиттером. Изменение температуры приводит к изменению обратного тока коллектора $I_{КО}$, и напряжения на

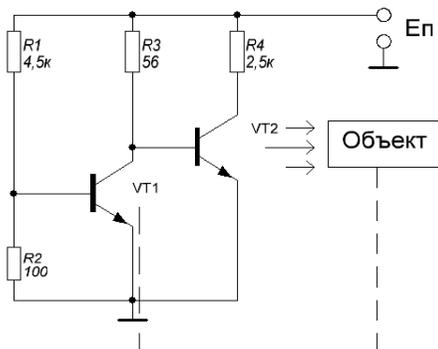


Рис. 1. Схема микротермостата

резисторе R3, управляющего нагревателем на транзисторе VT2. Увеличение температуры приводит к уменьшению управляющего напряжения VT2 и к уменьшению выделяемой на нём мощности. Это приводит к уменьшению температуры микротермостата, что влияет на датчик температуры и обеспечивает её постоянство. Так как термостабируемый объект (в нашем случае ПИОН) находится рядом с нагревателем на той же подложке, то на нем также поддерживается та же температура, что и в микротермостате, чем и обеспечивается стабильность параметров ПИОН.

Тепловая модель микротермостата. В программе схемотехнического моделирования Micro-Cap 9 моделировалась зависимость рассеиваемой мощности на транзисторе VT2 (рис. 2) от изменения температуры среды [3].



Рис. 2. Зависимость рассеиваемой мощности на транзисторе VT2 от изменения температуры

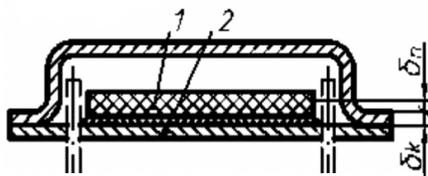


Рис. 3. Схема конструкции ПИОН:
1 – кристалл; 2 – основание

Так как Micro-CAP не предназначен для проведения расчётов тепловых режимов, потребовалось самостоятельно получить модель транзистора-нагревателя.

На рис. 3 приведён вариант конструкции ПИОН, где

кристалл присоединён к корпусу при помощи клея [5].

В таблице приведены значения теплопроводности используемых материалов.

Значения теплопроводности некоторых материалов

Материал	Керамика марки ВК-94	Клей эпоксидный	Кремний
Коэффициент теплопроводности λ , Вт / (м \times $^{\circ}$ C)	13,4	17	45,5

Температура навесного компонента (транзистора, диода, полупроводниковой схемы) рассчитывается по формуле [4]

$$T_{\text{н}} = P_{\text{н}} \times \left(T_{\text{т.вн}} + \frac{R_{\text{т}}}{S_{\text{н}}} \right) + P_0 \times \frac{R_{\text{т}}}{S_{\text{н}}} + T_{\text{окр.ср}}, \quad (1)$$

где $P_{\text{н}}$ – мощность, рассеиваемая компонентом; P_0 – суммарная мощность, выделяемая всеми элементами и компонентами микросхемы; $R_{\text{т.вн}}$ – внутреннее тепловое сопротивление компонента; $R_{\text{т}}$ – тепловое сопротивление структуры навесной компонент – внешняя поверхность корпуса; $S_{\text{н}}$ – площадь навесного компонента; $S_{\text{п}}$ – площадь платы; T – температура окружающей среды.

Тепловое сопротивление $R_{\text{т}}$ ($\text{м}^{\circ}\text{C}/\text{Вт}$) зависит от варианта конструктивного выполнения микросхемы. Возьмём

$$R_{\text{т}} = \frac{\delta_{\text{к}}}{\lambda_{\text{к}}} + \frac{\lambda_{\text{п}}}{\delta_{\text{п}}}, \quad (2)$$

где $\delta_{\text{п}}$ – толщина платы; $\lambda_{\text{п}}$ – коэффициент теплопроводности материала платы, $\text{Вт}/(\text{м}^{\circ}\text{C})$; $\delta_{\text{к}}$ и $\lambda_{\text{к}}$ – толщина и коэффициент теплопроводности клея (компаунда).

Внутреннее тепловое сопротивление :

$$T_{\text{т.вн}} = \frac{T_{\text{пер}} - T_{\text{окр.ср}}}{P_{\text{н}}}, \quad (3)$$

где $T_{\text{пер}}$ – температура коллекторного перехода; $P_{\text{н}}$ – мощность, рассеиваемая компонентом; $T_{\text{окр.ср}}$ – температура окружающей среды.

Рассмотренные выше основные формулы введены в модели транзисторов ПИОН, что позволило рассчитать график зависимости температуры датчика от внешней температуры (рис. 4).

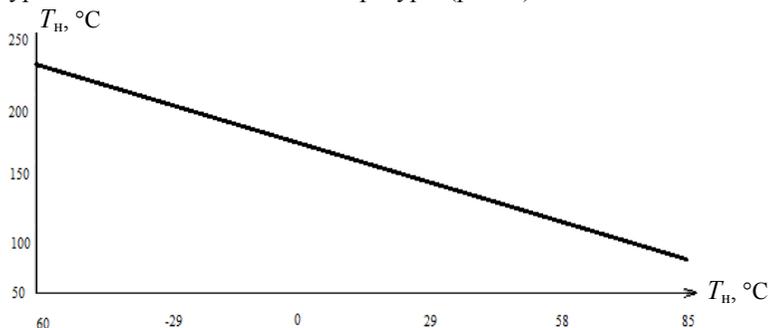


Рис. 4. График зависимости температуры датчика от внешней температуры

Вывод. В ходе проведённых работ разработана модель микротермостата, с помощью программы Micro-CAP выведена зависимость температуры датчика от температуры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Алексеев В.П. Системное проектирование термоустойчивых радиотехнических устройств и систем. Томск: Изд-во Института оптики атмосферы СО РАН, 2004. 316 с.
2. ИКА Термостатирование. http://www.ika.ru/Tempering_appl-6.html
3. Амелина М.А., Амелин С.А. Программа схемотехнического моделирования Micro-Cap 8. М.: Горячая линия – Телеком, 2007. 464 с.
4. Романова М.П. Проектирование гибридно-пленочных интегральных микросхем. Ульяновск, 2006.
5. Дикарев Ю.И. Расчет и проектирование гибридных микросхем. Воронеж : Воронеж. гос. ун-т, 2001.

ИСТОЧНИК БЕСПЕРЕБОЙНОГО ПИТАНИЯ НА 12 ВОЛЬТ

С.П. Шкарупо, П.Г. Попенко, студенты каф. РЭТЭМ

Научный руководитель В.И. Туев, зав. каф. РЭТЭМ

г. Томск, ТУСУР, rk9uba@yandex.ru

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

Целью данной работы является разработка источника бесперебойного питания с рабочим напряжением 12 В. К источнику предъявляются следующие требования: мониторинг уровня заряда, уровня износа АКБ, коммутация нагрузки, передача данных по интерфейсу UART. Структурная схема изображена на рис. 1.

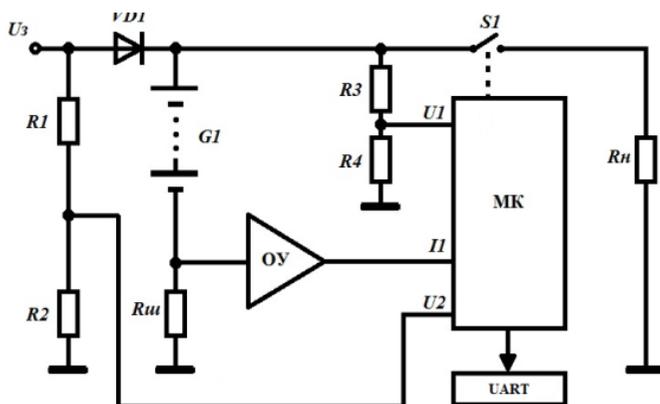


Рис. 1. Схема электрическая структурная источника бесперебойного питания

Источник выполнен на основе свинцово-кислотного аккумулятора G1 с номинальным напряжением 12 В, емкостью 6 А/ч [1]. Необходимые вычисления производит микроконтроллер (МК). Для снятия показаний в МК имеется АЦП и интерфейс UART.

Через контакт U_3 поступает зарядное напряжение аккумулятора, значение которого 14 В. Значение зарядного напряжения контролируется через резистивный делитель $R1$ и $R2$ и подается на АЦП микроконтроллера в виде сигнала $U2$. Ток через аккумулятор измеряется с помощью резистора R_{iu} , потенциал с резистора снимается и усиливается операционным усилителем постоянного тока (ОУ) и поступает на вход АЦП в виде сигнала $U1$, напряжение с АКБ снимается с делителя $R3, R4$ и поступает на АЦП-сигнал – $U1$.

Расчет степени заряженности производится с помощью измеренного напряжения на аккумуляторе [1]. В случае разряда АКБ, для корректного завершения работы через интерфейс UART, передается команда на завершение работы, после передачи команды источник бесперебойного питания дает некоторое время, после истечения данного промежутка времени происходит отключение питания с помощью S1. Запуск источника производится при подаче зарядного напряжения питания. Износ АКБ рассчитывается из показаний тока и падения напряжения во время подключенной нагрузки, рассчитывается значение внутреннего сопротивления по формуле (1) [2]:

$$R = \frac{E - U}{I}, \quad (1)$$

где E – напряжение без нагрузки; U – напряжение во время подключенной нагрузки; I – ток.

Если данное значение превышает максимально допустимое, то посылается сигнал износа АКБ, после чего необходимо произвести его замену [2]. Для отключения нагрузки служит ключ S1, это необходимо в том случае если аккумулятор разряжен либо потребляемый ток превышает максимально допустимое значение. Устройство изготовлено и испытано, внешний вид устройства изображен на рис. 2.

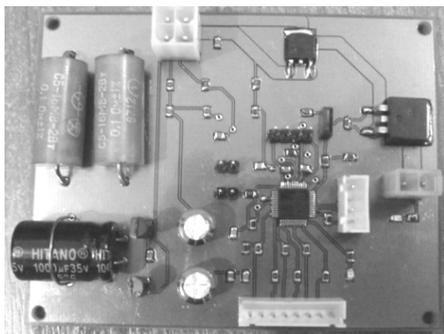


Рис. 2. Внешний вид готового устройства

Таким образом, в результате проделанной работы разработан источник бесперебойного питания, отличающийся от известных аналогов тем, что имеет интерфейс обмена данными UART. Изготовлен и испытан макет, испытания подтвердили предъявляемые к нему требования.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аккумулятор HR12-24 [Интернет-ресурс]. Режим доступа: domko.ru/pdf/pdf/d/delta_hr12_24w.pdf, свободный (дата обращения: 21.07.2013).
2. Варыпаев В.Н. Химические источники тока. М.: Высшая школа, 1990. 240 с.
3. Прибор THUNDER AC6 [Интернет-ресурс]. Режим доступа: http://www.himodel.com/electric/THUNDER_100-240V_Input_1-6S_5A_Dual_Power_LiPo_LiFe_Balance_Charger_Discharger_AC6.html, свободный (дата обращения: 21.08.2013).

УСТРОЙСТВО ЗАРЯДА АККУМУЛЯТОРНОЙ БАТАРЕИ

С.П. Шкарупо, П.Г. Попенко, студенты каф. РЭТЭМ

Научный руководитель В.И. Туев, зав. каф. РЭТЭМ

г. Томск, ТУСУР, rk9uba@yandex.ru

В современном мире всё большее применение находят аккумуляторы электрической энергии. Наибольшее распространение получили литий ионные аккумуляторные батареи, данный вид батарей требует балансировки напряжения на элементах, это вызвано особенностью конструкции элемента.

Целью данной работы является разработка конструкции зарядного устройства, позволяющего ускорить зарядку батареи, в то же время сохранив ее ресурс. Для аккумуляторных батарей известен алгоритм заряда, изображенный на рис. 1 [1].

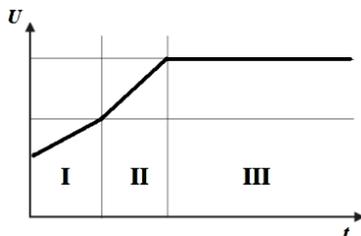


Рис. 1. Этапы заряда АКБ:
I – предварительный заряд,
II – заряд постоянным током,
III – заряд постоянным напряжением

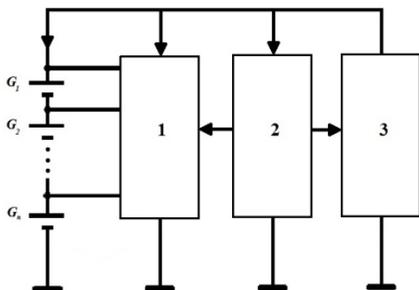
Изображенный алгоритм состоит из трех стадий [1]. Первая стадия – предварительный заряд, данный этап предназначен для подзарядки глубоко разряженной батареи, что необходимо для восстановления свойств батареи. Вторая стадия – заряд постоянным током, на данном этапе происходит основной заряд аккумулятора приблизительно

до 80% [2]. Третья стадия – заряд постоянным напряжением, на данной стадии аккумулятор заряжается полностью. Данный этап занимает много времени, фактически как первый и второй этап вместе, при этом АКБ дозаряжается лишь на 20–15%, это вызвано тем, что через аккумулятор, заряженный на уровень более 80%, резко уменьшается значение зарядного тока. Структура стандартного зарядного устройства изображена на рис. 2.



Стандартное зарядное устройство состоит из двух блоков: 1 – балансирующее устройство, 2 – источник тока. Балансирующее устройство ограничивает максимальное напряжение на элементе [3]. Зарядка производится следующим образом: от источника тока поступает ток на аккумуляторную батарею, и балансирующее устройство осуществляет управление зарядом батареи: если напряжение на элементах не превышает максимально допустимый предел, то процесс заряда продолжается, если зарядка окончена (либо балансирующее устройство не может сбалансировать напряжения на элементах), то по сигналу от балансирующего устройства размыкается ключ S1, таким образом, зарядка завершена. В данной схеме есть несколько существенных недостатков: в случае если на одном элементе напряжение превысит максимальное значение, то зарядка завершится раньше времени, таким образом, АКБ не зарядится полностью, медленная зарядка АКБ, так как балансирующее устройство работает в узком диапазоне, вследствие чего не способно сбалансировать элементы на больших значениях тока. Разрабатываемое устройство лишено данных недостатков. Структурная схема предлагаемого зарядного устройства изображена на рис. 3.

В предлагаемой схеме зарядного устройства дополнительно введен цифровой блок управления, а также источник тока заменен на управляемый. Цифровой блок управления выполнен на микроконтроллере. В микроконтроллер заложен алгоритм заряда АКБ, а также отслеживание характеристик источника, опционально к цифровому блоку можно добавить интерфейс для снятия показаний о состоянии АКБ.



Управляемый источник тока представляет собой источник тока с возможностью управления выходным током непосредственно с цифрового блока.

Рис. 3. Структурная схема зарядного устройства:

- 1 – балансирующее устройство;
- 2 – цифровой блок управления;
- 3 – управляемый источник тока

Введение цифрового блока позволяет осуществить управление током заряда путем непосредственного воздействия на управляемый источник тока, это дает существенное преимущество на этапе предварительного заряда вследствие того, что изменение зарядного тока происходит плавно. Посредством цифрового управления источником тока достигается более плавное переключение этапов зарядки аккумулятора, что приводит к увеличению КПД зарядного устройства в целом. Во время заряда цифровой блок управления контролирует температуру батареи для избегания «теплового разгона» и перегрева АКБ. Стандартное зарядное устройство осуществляет балансировку в узком диапазоне, введение цифрового блока позволяет расширить рабочий диапазон балансирующего устройства и за счет этого значительно увеличить скорость заряда АКБ.

Предлагаемое зарядное устройство было изготовлено и испытано, в результате удалось увеличить скорость заряда на 20% в сравнении со стандартным зарядным устройством.

ЛИТЕРАТУРА

1. Никитин А. Все для литиевых аккумуляторов: микросхемы STM для зарядных устройств и мониторинга батарей // Новости электроники. 2013. №2(114). С. 22–26.
2. Варыпаев В.Н. Химические источники тока. М.: Высшая школа, 1990. 240 с.
3. Балансирующее устройство [Интернет-ресурс]. Режим доступа: <http://electrotransport.ru/ussr/index.php?topic=5439.1225;wap2> свободный (дата обращения: 21.07.2013).
4. Балансирующее устройство [Интернет-ресурс]. Режим доступа: <http://www.bmsbattery.com/bmspcm/405-10s-lithium-ion-bms-for-bottle-battery-case.html>, свободный (дата обращения: 21.07.2013).

ПРОЕКТИРОВАНИЕ МУЛЬТИСТАНДАРТНОГО ПРИЕМНИКА СИГНАЛОВ ГНСС ДЛЯ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

В.В. Терешков, аспирант каф. РТС,

В.Д. Дмитриев, доцент каф. ТОР

Научный руководитель В.Д. Дмитриев, доцент каф. ТОР

г. Томск, ТУСУР, dvd51@mail.ru

Данная работа выполняется в рамках проекта по созданию российского мультистандартного навигационного приемника, способного одновременно работать по сигналам нескольких систем ГНСС. Разрабатываемое устройство превосходит существующие российские аналоги и по ряду параметров – зарубежные.

Авторами была выполнена разработка макета 3-канального приемного устройства, выполняющего параллельный прием сигналов ГНСС (GPS, Compass, ГЛОНАСС) L1-диапазона. Спроектированный модуль является макетом разрабатываемого приемного устройства, которое в дальнейшем будет выполнено в виде одной интегральной микросхемы и войдет в состав бортовой аппаратуры отечественных КА различного назначения. Модуль работает по сигналам следующих ГНСС:

– ГЛОНАСС – 1602 МГц;

– GPS (или GALILEO) – 1575,42 МГц;

– COMPASS (Бэйдоу) – 1559 МГц.

Ожидаемые технические характеристики:

– диапазон входных частот: 1560–1610 МГц;

– диапазон выходных частот: 4,092 и 9,27 МГц;

– динамический диапазон: не менее 40 дБ;

– коэффициент усиления: не менее 90 дБ;

– коэффициент шума: не более 1,7 дБ;

– подавление зеркального и соседних каналов в тракте СВЧ: не менее –40 дБ;

– S11 по входу: не более –15 дБ;

– уровень межканальной развязки по цепям гетеродина: не менее 80 дБ.

Первый этап разработки заключался в составлении структурной и функциональной схем (рис. 1), а также в выборе современной комплектации [1]. Главной задачей этого этапа является обеспечение требований технического задания. Для обеспечения частотной селективности устройства на заказ был изготовлен полосно-пропускающий фильтр на основе ПАВ с центральной частотой 1587 МГц и избирательностью порядка –50 дБ. Разделение рабочих сигналов на промежуточной частоте обеспечивается за счет супергетеродинного I/Q приемника с интегрированными полифазными фильтрами [2].

Второй этап проектирования макета состоял в разработке электрической принципиальной схемы устройства в соответствии с требованиями производителей выбранных микросхем, а также проведением измерений СВЧ-параметров приемника в контрольных точках макета.

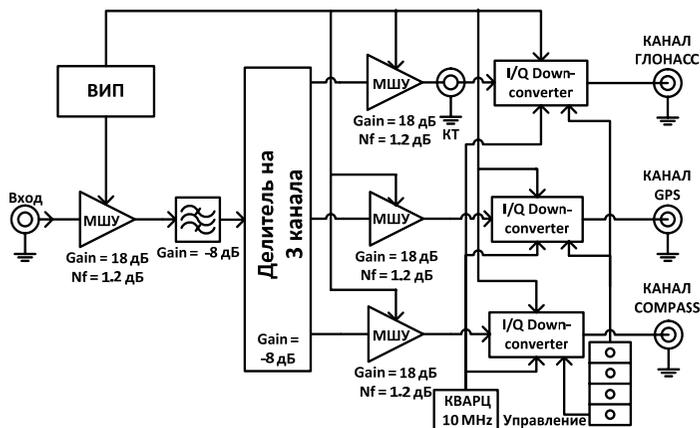


Рис. 1. Функциональная схема макета

Третий этап проектирования 3-канального приемного устройства заключается в трассировке печатной платы и конструировании корпуса, обеспечивающего развязку между каналами (рис. 2). Также потребовалось написать программную часть платы управления на ПЛИС, необходимой для конфигурирования микросхем приемника на заданный режим.

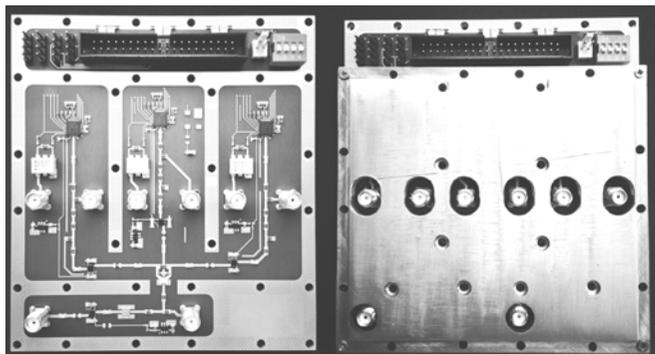


Рис. 2. Фотография макета 3-канального приемного устройства

В качестве диэлектрической подложки для четырехслойной печатной платы был выбран материал FR-4 толщиной 0,5 мм.

Четвертый этап заключается в проектировании устройства для настройки и измерения СВЧ-параметров (табл. 1) готового макета [3].

Таблица 1

СВЧ-параметры (до преобразования частоты)

Наименование контролируемого параметра	Частота, МГц		
	1560	1585	1610
Коэффициент шума, дБ	1,38	1,4	1,55
Коэффициент стоячей волны (S_{11}), дБ	-23	-20,5	-18
Групповое время задержки (ГВЗ), нс	35	30	26

Данные параметры были измерены в контрольной точке, находящейся до I/Q Downconverter, т.к. промежуточная частота 4,092 и 9,27 МГц находились вне рабочего диапазона измерительной аппаратуры. Основные параметры устройства представлены в табл. 2.

Таблица 2

Сквозные СВЧ-параметры приемного устройства

Наименование контролируемого параметра	Канал		
	ГЛОНАСС	GPS (GALILEO)	COMPASS
Коэффициент усиления, дБ	95	97	94
Динамический диапазон, дБ	42	46	46
Развязка по цепям гетеродина, дБ	80	82	83
Избирательность по соседним каналам, дБ	60	62	62

Заключение. В результате выполнения проектирования был разработан функциональный мультистандартный приемник, выполняющий параллельный прием сигналов ГНСС L1-диапазона. Изготовленное устройство полностью удовлетворяет ожидаемым техническим требованиям. На следующем этапе проекта будет разработан макет с двойным преобразованием частоты, для сравнения двух схемных реализаций и выбора оптимальной схемы для разработки опытного образца приемного модуля на интегральной схеме. Работа выполнена по ХД 92/12, направление 1, выполняемом ТУСУРОм по Постановлению №218.

ЛИТЕРАТУРА

1. Садововский А.С. Приёмопередающие радиоустройства и системы связи: учеб. пособие. Ульяновск: УлГТУ, 2007. 244 с.
2. Maxim integrated: MAX2769B [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.maximintegrated.com/datasheet/index.mvp/id/7267> (дата обращения: 25.08.13).
3. Данилин А.А. Измерения в технике СВЧ // Радиотехника. 2008. С. 39–140.

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.*

БИОМЕТРИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ. МЕТОД ИНВАРИАНТОВ, ОСНОВАННЫЙ НА МАТРИЦЕ РАССТОЯНИЙ

*А.Д. Андреева, студентка, А.В. Максимов, инженер каф. РЗИ
г. Томск, ТУСУР, andrecova@inbox.ru
ГПО РТФ-1001 – «Биометрические системы»*

В связи с развитием деятельности по защите информации происходит расширение использования биометрических систем. Уже сейчас существует огромное количество методов идентификации человека по биометрическим характеристикам. Из всех характеристик у васкулярного рисунка есть неоспоримое преимущество. Во-первых, рисунок вен снимается за счет ИК-излучения, которое поглощается гемоглобином в крови, поэтому его невозможно подделать неживым объектом. Во-вторых, считывание происходит бесконтактным способом, поэтому датчик не создает психологического барьера для человека. В-третьих, при считывании меньшее количество ошибок, так как такой рисунок уникален для каждого человека.

Существует большое количество методов распознавания образов, однако в рисунке вен есть свои сложности, так как необходимо взять лишь часть рисунка ладони, который сам по себе неограничен, и сравнить ее с образцом. Конечно, чтобы избежать ошибок сдвига, поворота, сжатия, можно прибегнуть к такому простому решению, как фиксация руки. Однако и здесь есть проблема: ладонь человека так же уникальна, как и васкулярный рисунок. Метод, основанный на матрице расстояний, решает данную проблему с помощью обработки изображения. Выбранный подход строится не на сравнении самих образов, а на сравнении инвариантов их геометрических преобразований. При этом инвариант эталона вычисляется заранее и хранится в памяти, а сравнение нового образа с эталоном происходит за одну итерацию сразу после вычисления его инварианта.

Алгоритм распознавания васкулярного рисунка руки по данному методу:

1. Считывание рисунка вен ладони в виде матрицы.
2. Обработка изображения: векторизация, инварианты, основанные на матрице расстояний.
3. Сравнение матриц оригинального и полученного рисунков или их инвариантов, вычисление корреляции.

Как известно, отношение расстояния между двумя точками на плоскости не изменяется при их синхронном сдвиге, повороте и сжатии. Это свойство можно использовать при построении инвариантов контурных образов на бинарных изображениях.

Рассматриваемый здесь класс инвариантов вычисляется как расстояние между нормализованными координатами контурного образа. Нормализация координат позволяет элиминировать масштаб представления образа. Нормализация выполняется отдельно по каждой координате. Это связано с тем, что рассматриваемый контур может быть получен как проекция на плоскость контурного объекта из трехмерного пространства. При такой проекции масштаб по каждой из координат не всегда сохраняется одинаковым.

Весь процесс вычисления инварианта можно представить следующим образом:

1. Исходные координаты контура в форме вектора X , состоящего из N комплексных чисел:

$$X = [(x_1 + jy_1), (x_1 + jy_2), \dots, (x_N + jy_N)]. \quad (1.1)$$

2. Центрирование исходных данных относительно среднего значения:

$$X_0 = X - \bar{X}, \quad (1.2)$$

где \bar{X} – среднее значение вектора X .

3. Вычисление нормированных координат:

$$X^{(N)} = \frac{\text{real}(X_0)}{\max(\text{real}(X_0))} + j \frac{i \text{mag}(X_0)}{\max(i \text{mag}(X_0))}, \quad (1.3)$$

где $\max(*)$ – максимальный элемент.

4. Вычисление матрицы расстояний для всей совокупности нормированных координат:

$$D_N = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{1N} \\ d_{21} & d_{22} & \dots \\ \dots & \dots & \dots \\ d_{N1} & \dots & d_{NN} \end{bmatrix}, \quad (1.4)$$

где d_{ij} – расстояние между i -й и j -й координатами и $i, j = 1, 2, \dots, N$.

На рис. 1 приведены контурные образы руки, полученные для различных масштабов, параметров: поворота, сдвига, и вычисленные для этих образов матрицы расстояний.

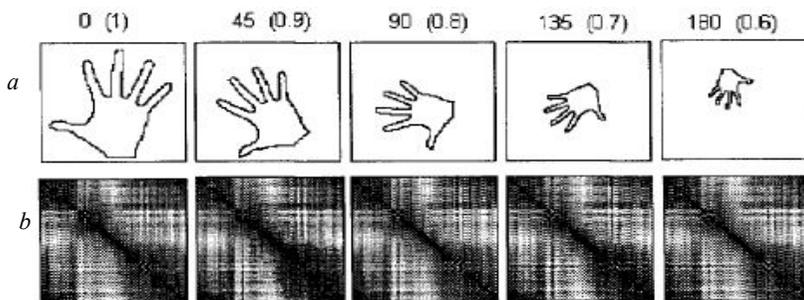


Рис. 1. Образы (a) и соответствующие им матрицы расстояний (b)

Сравнивая между собой полученные матрицы расстояний, можно отметить, что все они практически одинаковые. Взаимная корреляция между ними примерно равна 1. При этом даже если точка начала обхода каждого контура будет различна, значение взаимной корреляции не изменится, а пик ее сдвинется на то число строк и столбцов, которое будет соответствовать разнице в порядковых номерах точки начала обхода контуров. Таким образом, матрицы расстояний являются инвариантами геометрических преобразований (сдвига, поворота, изменения масштаба) образов в плоскости.

Также необходимо рассмотреть результаты сравнения образа-эталона руки с аналогичными образами, границы которых зашумлены. В данном эксперименте наложенный шум изменяет границы контуров в пределах ± 5 пикселей по каждой координате. Подобное представление контурных образов возникает на практике при обработке реальных данных. Все эти образы представлены на рис. 2.

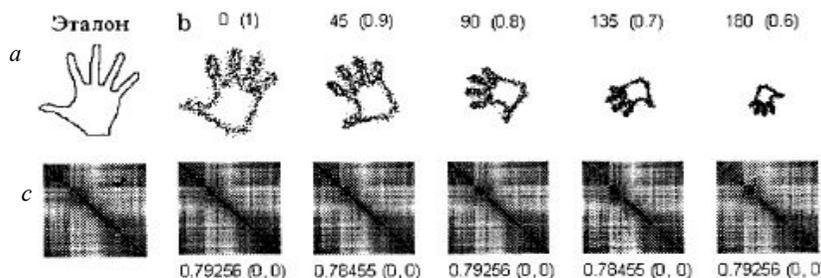


Рис. 2. Образ эталон (a), контрольные образы (b) и соответствующие им матрицы расстояний (c), а также корреляция между ними

В нижней части рис. 2 под каждой матрицей расстояний указаны оценки взаимной корреляции между матрицей образа-эталона и остальными матрицами. Видно, что значения взаимной корреляции до-

ходят до величины 0,8, что свидетельствует о подобии всех образов между собой.

Итак, метод, основанный на матрице расстояний, прост в вычислениях и применении. Инварианты не изменяются при сдвиге и повороте образа, и их в дальнейшем легко сравнить с помощью корреляционных методов. Также стало известно, что данный метод устойчив к различным шумам. Поэтому метод инвариантов, основанных на матрице расстояний, можно рекомендовать для идентификации по васкулярному рисунку руки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кухарев Г.А. Биометрические системы: методы и средства идентификации личности человека. СПб.: Политехника, 2001. 240 с.

ШУМОВАЯ МОДЕЛЬ ОПТОЭЛЕКТРОННОГО ГЕНЕРАТОРА СВЧ-ДИАПАЗОНА

А.Б. Галиев, каф. РЗИ, магистрант,

А.А. Лукина, каф. РЗИ, аспирант,

А.Н. Нуркасымов, каф. РЗИ, магистрант

*Научный руководитель А.С. Задорин, профессор каф. РЗИ, д.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, azamat_90galiev@mail.ru*

Любой автогенератор (АГ), как известно, представляет собой нелинейное устройство, преобразующее энергию питания в энергию колебаний [1]. Таким образом, независимо от методологической архитектуры АГ должен включать в себя источник питания, усилитель, нелинейный элемент, резонансную накопительную цепь и цепь обратной связи. Рассматриваемый в настоящей работе оптоэлектронный генератор (ОЭГ), структурная схема которого показана на рис. 1, содержит все перечисленные элементы.

На этой схеме лазерный свет передающего оптического модуля управляется электрооптическим модулятором (ЭОМ), обеспечивающим модуляцию интенсивности света сигналом СВЧ-колебаний. Модулированный свет далее через линию задержки (ЛЗ), выполненную на одномодовом оптическом волокне (ОВ), поступает на приемный оптоэлектронный модуль (ПОЭМ), преобразующий энергию модулированного светового поля в электрический сигнал.

Этот сигнал затем усиливается, фильтруется и подается обратно на электрический порт ЭОМ, образуя цепь положительной обратной связи ОЭГ. В указанной схеме нелинейным элементом является модулятор, а накопительной цепью – волоконно-оптическая линия задержки.

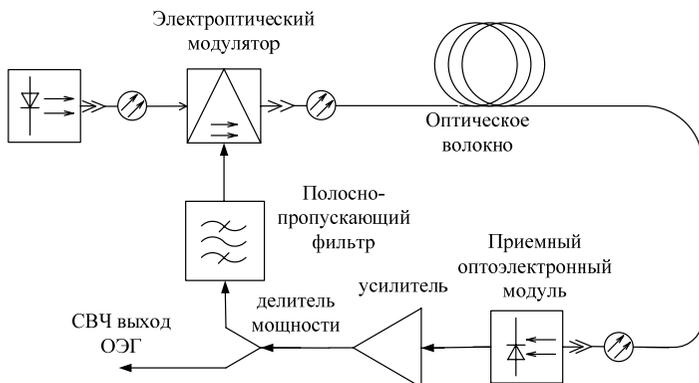


Рис. 1. Структурная схема ОЭГ

Указанная методология построения АГ привлекает большой интерес специалистов в силу чрезвычайно высокой спектральной чистоты сигнала ОЭГ, определяемой случайными флуктуациями амплитуды и фазы формируемого им сигнала [2].

Уровень указанных флуктуаций играет ключевую роль в технике генерации синусоидальных сигналов радиолокационных систем, систем спутниковой связи, устройств обработки изображений и т.д.

Идеальный синусоидальный сигнал АГ описывается гармонической функцией

$$V(t) = V_0 \sin(2\pi f_0 t),$$

где V_0 – амплитуда сигнала; f_0 – частота сигнала.

С учетом сделанных выше замечаний реальный сигнал можно описать как

$$V(t) = [V_0 + \varepsilon(t)] \sin(2\pi f_0 t + \Delta\phi(t)), \quad (1)$$

где $\varepsilon(t)$ – амплитудные флуктуации; $\Delta\phi(t)$ – флуктуации фазы [2].

Спектральная чистота сигнала АГ описывается случайными функциями в $\varepsilon(t)$ и $\Delta\phi(t)$ в формуле (1).

Для того чтобы исследовать динамику ОЭГ с учетом источников $\varepsilon(t)$ и $\Delta\phi(t)$, следуя [4], сформулируем математическую модель ОЭГ. Для этого рассмотрим АЧХ линейного полосно-пропускающего СВЧ-фильтра (ППФ) на схеме рис. 1. В частотной области ППФ характеризуется верхней граничной частотой с временным откликом τ и нижней граничной частотой с соответствующим временным откликом θ . В частотной области АЧХ $H(\omega)$ такого ППФ описывается как [1]

$$H(i\omega) = S \frac{i\omega\theta}{(1+i\omega\theta)(1+i\omega\tau)} = \frac{U(i\omega)}{P(i\omega)}. \quad (2)$$

Зависимости $U(i\omega) \equiv V(i\omega)/G$ и $P(i\omega)$ в правой части уравнения (2), представляют собой спектры сигнала $u(t)$ на выходе ЭОМ и сигнала, прошедшего через тракт ОБ-ЛЗ, ПОЭМ и усилитель мощности на рис. 1.

Из уравнения (2), с учетом сделанных замечаний, следуя известными правилами преобразования переменных из частотной области во временную [1]

$$i\omega U(\omega) \rightarrow du(t)/(dt), \quad U(\omega)/i\omega \rightarrow \int u(t)dt,$$

находим искомую динамическую связь входных и выходных сигналов ППФ:

$$\tau v'(t)/G + \left(1 + \frac{\tau}{\theta}\right)v(t)/G + \frac{1}{\theta} \int_{t_0}^t v(s)/G ds = \alpha P_0 S \cos^2 \left[\pi \frac{v(t - \tau_D)}{2V_{\pi,rf}} + \Phi \right]. \quad (3)$$

Входящие в (3) величины, а также их характерные значения соответствующих параметров приведены в таблице. Если пренебречь значением $\tau/\theta \approx 2,45 \cdot 10^{-6}$ и ввести безразмерные переменные, то уравнение (3) можно привести к виду

$$\tau x' + x + \theta^{-1} \int_0^t x ds = \beta \left\{ \cos^2 [x(t - \tau_D) + \Phi] - \cos^2(\Phi) \right\}. \quad (4)$$

Физические параметры и параметры моделирования реализованного электрооптического нелинейного генератора с линией задержки

Параметр	Величина	Значение
τ_D	44,63 ns	Задержка
τ	13 ps	Временной отклик верхней частоты среза
θ	5,3 μ s	Временной отклик нижней частоты среза
P_0	0– 10,5 mW	Оптическая входная мощность
P_{sat}	$\geq 10,5$ mW	Максимальная входная мощность
α	0,082	Параметр оптических потерь
S	1,9 V/mV	Эффективность преобразования ФД
G	8	Коэффициент усиления по мощности усилителя
β	0– 5,1	Нормализованный коэффициент обратной связи
$V_{\text{rf,max}}$	13,0 V	Максимальное напряжение радиочастоты
$V_{\pi,rf}$	4,0 V	Полуволновое радиочастотное напряжение
$V_{\pi,dc}$	4,1 V	Полуволновое постоянное напряжение
Φ	$[-\pi/2, +\pi/2]$ rad	Смещение фазы помехи

Рассмотрим далее процесс моделирования динамики автоколебательной системы, описываемый дифференциальными уравнениями типа (4).

Рассмотрим вначале модель автогенератора Ван-дер-Поля. Модель такой системы, выполненная в пакете Simulink программы MATLAB,

представлена на рис. 2. Модель представляет собой усилитель с нелинейным элементом Fcn, позволяющим задать тип нелинейности с положительной обратной связью, и имеет в своем тракте блоки, ослабляющие как высокие, так и низкие частоты. Колебания в такой системе возникают на некоторой частоте, для которой фазовый сдвиг тракта равен нулю, а малосигнальный петлевой коэффициент передачи превышает 1. Характер развития колебательного процесса в решающей мере зависит от характера нелинейности, заданного в блоке Fcn.

Результат моделирования отображается в виде временных зависимостей выходных сигналов (рис. 3).

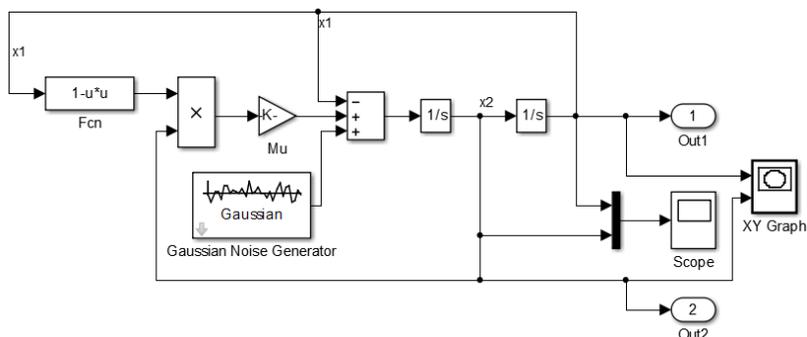


Рис. 2. Модель автогенератора Ван-дер-Поля

Они представляют собой периодические колебания, форма которых заметно отличается от синусоидальной, что является следствием нелинейности моделируемой системы.

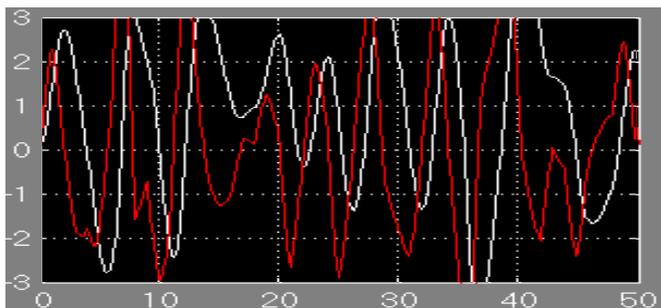


Рис. 3. Выходные сигналы, соответствующие выходным портам

Поведение системы второго порядка удобно представить фазовым портретом колебаний. Фазовый портрет двух временных зависимостей строится в виде параметрически заданного графика [4].

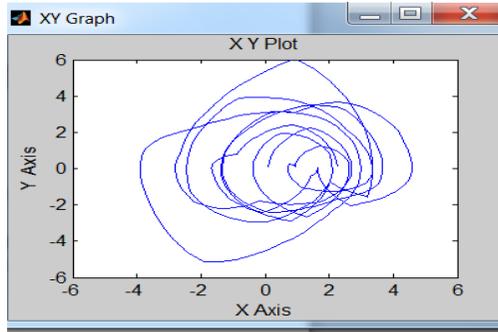


Рис. 4. Фазовый портрет колебаний АГ Ван-дер-Поля

Фазовый портрет показывает колебания. Как видно из рис. 4, при заданном относительно высоком уровне нелинейности системы фазовый портрет не имеет выраженного аттрактора, что указывает на низкую спектральную чистоту генерируемого сигнала.

Проведем спектральный анализ этого сигнала, проводя симуляцию схемы АГ в пакете Multisim (рис. 5).

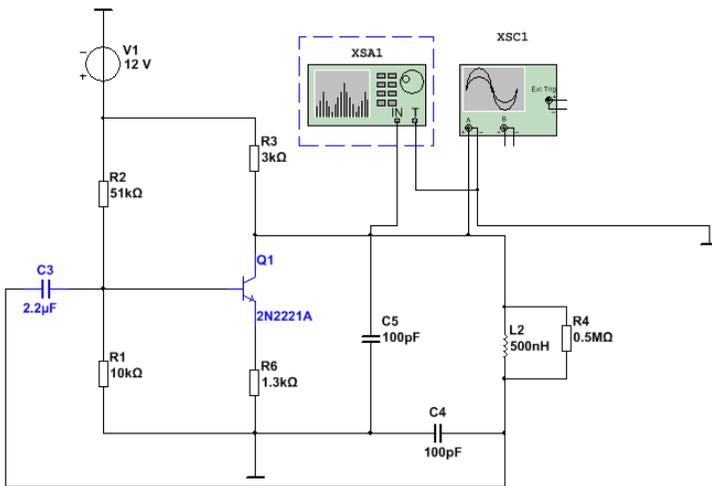


Рис. 5. Схема генератора периодических колебаний на базе системы второго порядка

Задавая номинал резистора R , устанавливаем необходимую добротность контура АГ. Спектр сигнала генератора представлен на рис. 6. Как видим, относительный уровень побочного излучения АГ, при отстройке от его резонансной частоты на 10 кГц, составляет 24 дБ.

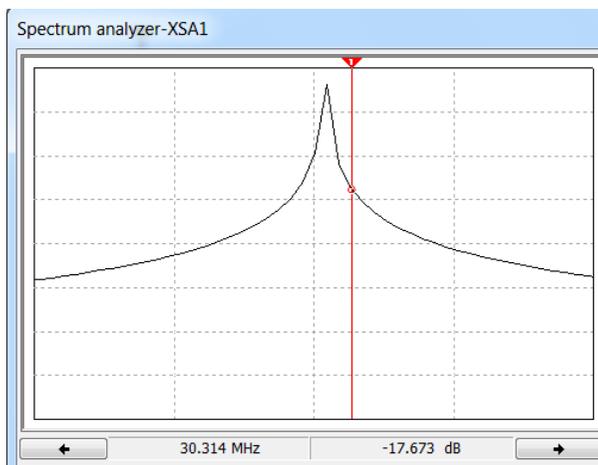


Рис. 6. Спектр колебания генератора

Из результатов симуляции следует, что для снижения уровня шума АГ необходимо повышать добротность Q резонансной накопительной цепи генератора. Как известно, в рассмотренной выше схеме электронного АГ возможность увеличения Q ограничена уровнем 10^2 . Дальнейшего радикального увеличения Q можно добиться в схеме ОЭГ на рис. 1, позволяющей повысить значения Q на 4–6 порядков.

ЛИТЕРАТУРА

1. Баскаков С.И. Радиотехнические цепи и сигналы: учеб. М.: Высш. школа, 1983. 536 с.
2. X. Steve Yao and Lute Maleki. Optoelectronic microwave oscillator // Journal of the Optical Society of America B. Vol. 13, № 8. August 1996. P. 1725–1735.
3. Бельчиков С. Фазовый шум: как спуститься ниже -120 дБн/Гц на отстройке 10 кГц в диапазоне частот до 14 ГГц, или Борьба за децибелы. М., 2000.
4. Michael Peil, Maxime Jacquot, Yanne Kouomou Chembo, Laurent Larger, and Thomas Erneux. UMR CNRS FEMTO-ST 6174/Optics Department, University of Franche-Comté, 16 Route de Gray, 25030 Besançon Cedex, France Optique Non linéaire Théorique, Université Libre de Bruxelles, Campus Plaine CP 231, B-1050 Bruxelles, Belgium (Received 19 October 2008; published 9 February 2009).
5. Дьяконов В.П. Simulink 5/6/7: Самоучитель. М.: ДМК-Пресс, 2008. 784 с.

СТРУКТУРА БЛОКА ФОРМИРОВАНИЯ КЛЮЧА В КВАНТОВОЙ КРИПТОГРАФИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ С ВРЕМЕННЫМ КОДИРОВАНИЕМ ПО ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИМ ЛИНИЯМ

Б.Т. Ибраев, А.Н. Исатаев, магистранты

*Научный руководитель Д.А. Махорин, аспирант каф. РЗИ
г. Томск, ТУСУР, каф. РЗИ, mda.tomsk@gmail.com*

Непрерывное повышение требований к уровню защищенности цифровых телекоммуникационных систем от несанкционированного доступа стимулирует и развитие криптографической стойкости используемых в них протоколов. Как известно, теоретически абсолютно безопасной криптосистемой является схема одноразового блокнота, к которой наиболее близко из всех возможных на сегодня позиционируется система квантового распределения ключей (КРК) [1].

Необходимым условием для достижения секретности и детектирования попыток подслушивания при передаче секретного ключа является неортогональность состояний. Существуют разные протоколы и методы их реализации. Имеющиеся прототипы квантовых криптосистем используют фазовое, поляризационное и временное кодирование.

Данное сообщение посвящено вопросу создания программной модели блока формирования ключа на приемной стороне системы квантового распределения ключа для протокола BB84 [2] с временным кодированием [3].

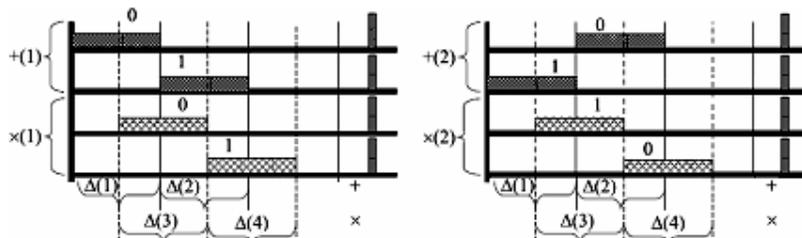


Рис. 1. Графическая реализация временного протокола BB84

Для такого кодирования используется состояние лишь с одной пространственно-временной формой (волновой функцией), но сдвинутой на различные временные интервалы в каждой посылке, при этом используются два базиса, в каждом из них состояния «0» и «1» ортогональны, между базисами неортогональны (рис. 1). Использование временного кодирования позволяет радикально упростить оптоволоконную часть схемы квантовой криптографии и полностью отказаться

му каналу только в том случае, если был факт детектирования фотона Бобом. Посылка с номером базиса создается в блоке «Формирование сообщения с базисом». При этом номер базиса как у Боба, так и на стороне Алисы формируется на выходе «Дешифратора», на его вход приходят значения генераторов ПСП 0-3 и 0-1, а на выходе значение базиса от 1–4. При совпадении базисов Алисы и Боба на передающем конце происходит передача сообщения от Алисы о совпадении, где «1» – совпало, «0» – не совпало. В блок записи вносятся только те значения, базисы которых проверены и совпали как на приемной, так и на передающей стороне. «Блок контроля количества символов в ключе» предназначен для остановки общения между Алисой и Бобом, в том случае, если количество символов в ключе превышает заранее заданное значение.

Таким образом, разработана программная модель блока формирования ключа в квантовой криптографической системе с временным кодированием. В ходе симуляции производится запись только тех значений, которые прошли проверку базисов в соответствии с протоколом BB84. В схеме предусмотрен блок контроля, задающий необходимое количество символов итогового ключа.

ЛИТЕРАТУРА

1. Молотков С.Н. Квантовая криптография и теоремы В.А. Котельникова об одноразовых ключах и об отсчетах // Успехи физических наук. 2006. Т. 176, № 7. С. 777–788.
2. Elliott C., Pearson D., Troxel G. Quantum cryptography in practice // SIGCOMM '03: Proceedings of the 2003 conference on Applications, technologies, architectures, and protocols for computer communications. New York, N.Y., USA: ACM, 2003. P. 227–238.
3. Молотков С.Н. Об интегрировании квантовых систем засекреченной связи (квантовой криптографии) в оптоволоконные телекоммуникационные системы / Факультет вычислительной математики и кибернетики МГУ им. М.В. Ломоносова // Письма в ЖЭТФ. Т. 79, вып. 11–12. 2004. С. 693–697.

МИКРОВОЛНОВЫЕ АНТЕННЫ И ФИЛЬТРЫ НА ОСНОВЕ МЕТАМАТЕРИАЛОВ

Б.Т. Кожанов, магистрант каф. РЗИ

*Научный руководитель А.В. Фатеев, к.т.н., доцент каф. СВЧуКР
г. Томск, ТУСУР, bauka_14_91@mail.ru*

В последнее время особый интерес в научном мире проявляется к метаматериалам и устройствам на их основе. Использование метаматериалов в антенной технике актуально для их миниатюризации, обеспечения высокого коэффициента усиления, коэффициента направлен-

ного действия, многочастотного режима работы, повышения частотной избирательности и чувствительности.

Метаматериалы синтезируются внедрением в исходный природный материал различных периодических структур с самыми различными геометрическими формами (кольцеподобной, рулонной, проводной, меандровой и т.д.), которые модифицируют диэлектрическую « ϵ » и магнитную « μ » проницаемости исходного материала. Таким образом, метаматериалы с их необычными свойствами дают дополнительные возможности миниатюризации.

В данной статье рассматривается новый тип двухдиапазонного фильтра, состоящего из двух сплит-резонаторов, что позволяет реализовать две полосы пропускания (рис. 1).

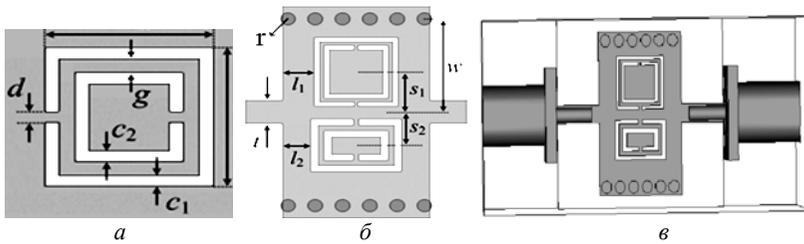


Рис. 1. Структура моделируемого фильтра (а) и (б), модель фильтра в CST (в)

Фильтр реализуется путем включения двух резонаторов на поверхности подложки с разными размерами, которые приводят к различным резонансным частотам. Два ряда металлизированных отверстий используются для формирования электрической стенки волновода (на рис. 1 помечена r). Подложка выполнена из материала Rogers T/Duroid 5880 с диэлектрической проницаемостью 2,2 толщиной 0,508 мм, тангенс угла потерь 0,0009 [3]. Результат моделирования фильтра в программной среде CST Microwave Studio приведен на рис. 2.

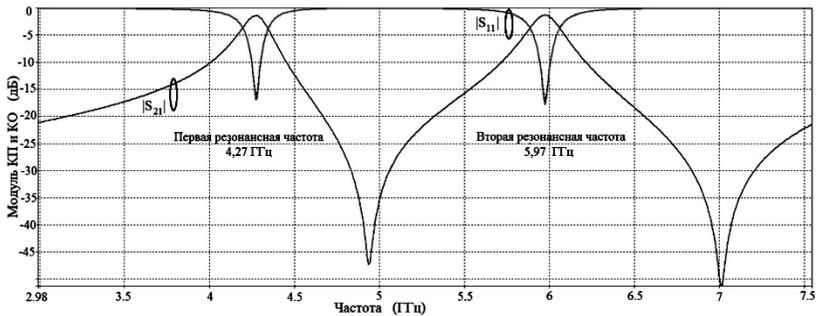


Рис. 2. Зависимость модулей коэффициента передачи и отражения от частоты

Теперь смоделируем щелевую антенну в программной среде CST Microwave Studio, модель которой приведена на рис. 3.

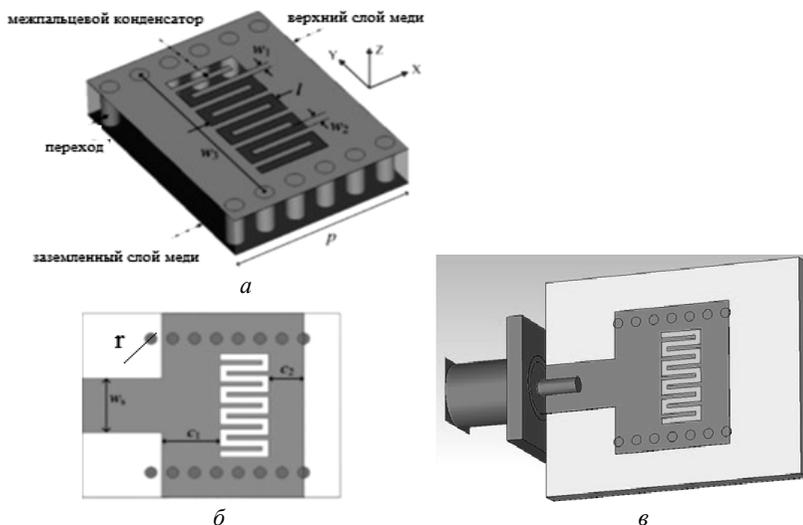


Рис. 3. Структура моделируемой антенны (а) и (б), модель антенны в CST (в)

Верхний металлизированный слой соединен с нижним металлизированным слоем подложки через сквозные отверстия, расположенные на двух противоположных краях, которые имеют диаметр 0,8 мм с шагом от центра до центра около 1 мм. Геометрические размеры антенны: $w_1 = 0,31$ мм, $w_2 = 0,46$ мм, $w_3 = 9,6$ мм, $n = 9$, $c_1 = 3,89$ мм, $c_2 = 2,35$ мм, $l = 3,29$ мм, $w_s = 3,9$ мм. Подложка выполнена из материала Rogers T/Duroid 5880 с диэлектрической проницаемостью 2,2 толщиной 1,27 мм, тангенс угла потерь 0,0009 [2] и [4].

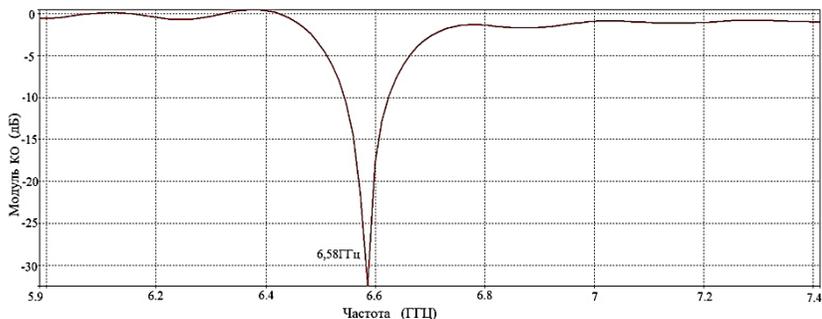


Рис. 4. Зависимость модуля коэффициента отражения антенны от частоты

В ходе написания статьи был выполнен обзор по известным статьям о метаматериалах. Выбраны фильтр и антенна на основе метаматериалов и, используя данные, приведенные в статьях, смоделированы эти устройства в системе автоматизированного проектирования CST. В результате моделирования фильтра получены модуль КО на частотах 4,27 и 5,97 ГГц не менее -17 дБ и КП -1 дБ. Для щелевой антенны модуль КО на частоте 6,58 ГГц равен не менее -30 дБ. Геометрические размеры взяты из статей, которые приведены в списке литературы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Yuandan Dong, Tatsuo Itoh. Promising Future of Metamaterials // IEEE Microwave magazine. March/April. 2012.
2. Yuandan Dong, Tatsuo Itoh. Metamaterial-Based Antennas // Proceedings of the IEEE. № 7, July 2012.
3. Yuandan Dong, Tatsuo Itoh. Miniaturized Dual-Band Substrate Integrated Waveguide Filters using Complementary Split-Ring Resonators // Department of Electrical Engineering, University of California, Los Angeles 405 Hilgard Avenue, Los Angeles, CA 90095, USA.
4. Yuandan Dong, Tatsuo Itoh. Miniaturized Substrate Integrated Waveguide Slot Antennas Based on Negative Order Resonance // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 2010. Vol. 58, № 12.

МИКРОПОЛОСКОВАЯ СПИРАЛЬНАЯ АНТЕННА ЭЛЛИПТИЧЕСКОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ

А.И. Кравченко, студент каф. СВЧиУР

*Научный руководитель Г.Г. Гошин, профессор каф. СВЧиУР
г. Томск, ТУСУР, ant8492@yandex.ru*

В публикации [1] было проведено моделирование антенны эллиптической поляризации, к ней были предъявлены высокие требования для коэффициента отражения и коэффициента эллиптичности, для их выполнения в конструкции антенны был использован поглощающий материал Ecosorb MCS. Его применение значительно снижает уровень мощности, принятый антенной, поэтому такая антенна может быть использована только в режиме передачи. Далее разработаем антенну с более высоким коэффициентом усиления со следующими параметрами:

- центральная частота 2,2 ГГц;
- полоса пропускания 50 МГц;
- подводящий тракт коаксиальный 50 Ом;
- коэффициент эллиптичности не хуже 0,85;
- $|S_{11}|$ не хуже -20 дБ;

- ширина диаграммы направленности 100° ;
- максимальный диаметр антенны $\lambda/2$.

По имеющимся в литературе данным [2–7] наиболее перспективными, на наш взгляд, для выполнения этих требований могут быть антенны круговой поляризации в печатном исполнении, такие как микрополосковые соответствующей топологии и плоские спиральные антенны. Наиболее разработанными и, соответственно, описанными в литературе являются микрополосковые антенны прямоугольной топологии [2–5]. Для получения поляризации, близкой к круговой, предлагается точку питания смещать по диагонали к краю антенны. Параметрами эллипса поляризации можно управлять, меняя соотношение между сторонами прямоугольника. Но поскольку подобные антенны имеют фиксированные геометрические размеры и распределение поля в них имеет вид стоячих волн, то они являются резонансными или узкополосными. А также у них недостаточно хороший коэффициент эллиптичности [2–4]. Поэтому за основу возьмем плоскую спиральную антенну.

Как было сказано выше, коэффициент усиления антенны снижается из-за использования большого количества поглотителя в конструкции, поэтому увеличивать коэффициент усиления будем путем уменьшения количества поглотителя в конструкции антенны.

Выполним антенну по печатной технологии на подложке с диэлектрической проницаемостью $\epsilon = 2,8$ и толщиной 1 мм в металлическом корпусе. Начальную глубину резонатора приняли равной четверти эффективной длины волны в диэлектрике. Окончательная глубина была выбрана из ряда расчётов с разными значениями глубины резонатора. На рис. 1 показана модель антенны, результаты моделирования приведены в таблице.

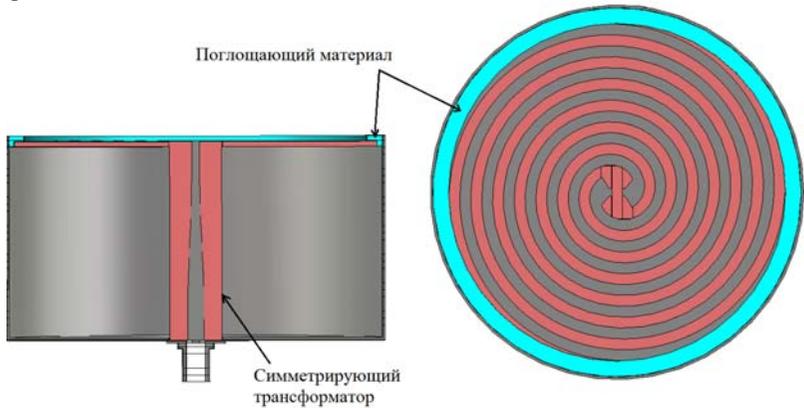


Рис. 1. Модель антенны

Электрические параметры антенны

f , ГГц	$- S_{11} $, дБ	КЭ	Δ ДН, град.	G	КНД
2,175	21,4	0,88	101	2,95	3,82
2,2	23,3	0,935	101	2,96	3,82
2,225	24,6	0,947	102	2,96	3,82

В антенне использовано минимальное количество поглощающего материала. Он был применен на концах заходов спиралей для того, чтобы погасить волну, отраженную от концов спиралей, которая ухудшает согласование и коэффициент эллиптичности. Поглотитель также был использован для изолирования края подложки антенны от металлического корпуса, что значительно улучшает согласование и коэффициент эллиптичности. Расчётные диаграммы направленности приведены на рис. 2.

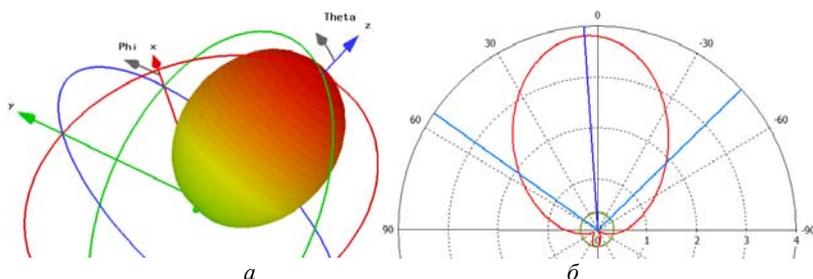


Рис. 2. Диаграмма направленности антенны на частоте 2,2 ГГц:
а – объёмная диаграмма направленности;
б – диаграмма направленности в полярных координатах

Согласно требованиям антенна имеет подводящий коаксиальный тракт с волновым сопротивлением 50 Ом, поэтому в модель антенны включён стандартный SMA-разъём, подключаем его к входу симметрирующего трансформатора, а выход трансформатора – к заходам спирали. Трансформатор должен обеспечивать на заходах спиралей разность фаз 180° , но на практике это обеспечивается не на всех частотах.

Заключение. Получена антенна эллиптической поляризации, удовлетворяющая приведённым выше требованиям. Антенна имеет хороший коэффициент усиления и может использоваться как приемная. Также использовано незначительное количество поглощающего материала, в отличие от антенны, взятой за основу, что удешевляет стоимость изготовления антенны без ухудшения электрических характеристик.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гошин Г.Г., Кравченко А.И. Широкополосный элемент антенной решетки для ГЛОНАСС // Электронные средства и системы управления: матер. докладов IX Междунар. науч.-практ. конф. (30–31 октября 2013 г.): в 2 ч. Ч. 1. Томск: В-Спектр, 2013. С. 50–54.
2. Нефёдов Е.И. Техническая электродинамика. М.: Изд. центр «Академия», 2008. 416 с.
3. Нефёдов Е.И. Устройства СВЧ и антенны. М.: Изд. Центр «Академия», 2009. 384 с.
4. Панченко Б.А., Нефёдов Е.И. Микрополосковые антенны. М.: Радио и связь, 1986. 144 с.
5. Антенны и устройства СВЧ. Проектирование фазированных антенных решёток / под ред. Д.И. Воскресенского. М.: Радио и связь, 1994. 592 с.
6. Сверхширокополосные антенны / Пер. с англ.; под ред. Л.С. Бененсона. М.: Мир, 1964. 416 с.
7. Юрцев О.А., Рунов А.В., Казарин А.Н. Спиральные антенны. М.: Сов. радио, 1974. 224 с.

РАСЧЕТ И МОДЕЛИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ КЛАССА F2 С ФИЛЬТРАЦИЕЙ НЕЧЕТНЫХ ГАРМОНИК В ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВОЙ ЛИНИИ

П.Д. Куроптев, студент каф. СВЧиКР

г. Томск, ТУСУР, kuroptevpasha@mail.ru

*Проект ГПО СВЧиКР-1204 – «Высокоэффективные усилители
мощности СВЧ-диапазона»*

Усилителями класса F называют несколько различных топологий усилителей, обеспечивающих высокий КПД, общим для которых является использование многорезонаторных выходных фильтров. Эти фильтры контролируют содержание гармоник в коллекторном напряжении и/или токе для формирования форм сигналов, уменьшающих рассеяние мощности на активном приборе, т.е. увеличивающих коллекторный КПД [1].

Для проектирования был выбран УМ класса F2 с фильтрацией практически бесконечного числа нечётных гармоник в четвертьволновой линии, что допускает теоретическое значение КПД в 100%, но значительно проще реализуется по сравнению с другими подклассами. Принципиальная и эквивалентная схемы данного УМ изображены на рис. 1.

Стоит отметить, что изначально отсутствуют ограничения по каким-либо параметрам, и для схемы УМ была выбрана модель полевого транзистора СВЧ-диапазона с известными S-параметрами –

MGF0805A фирмы Mitsubishi Electric. Характеристики данного транзистора были взяты из [3].

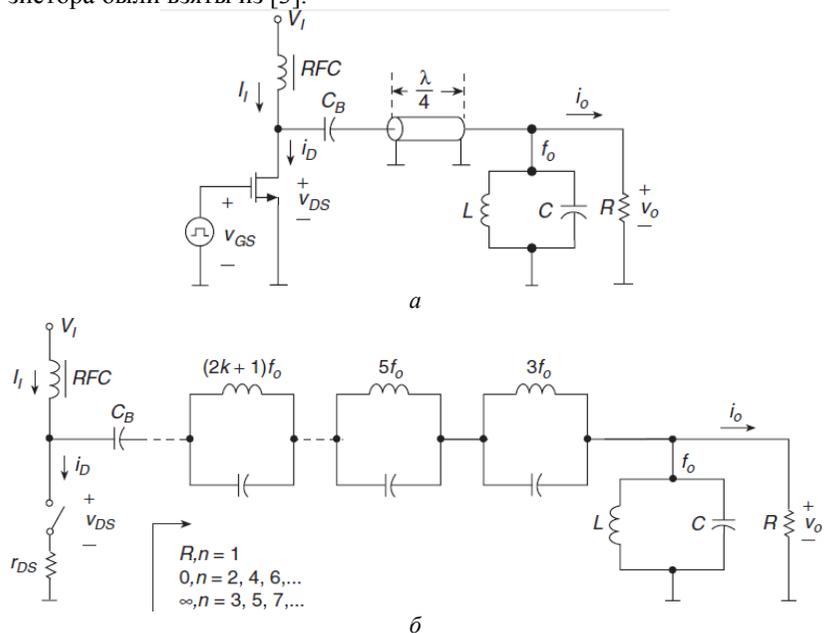


Рис. 1. Принципиальная (а) и эквивалентная (б) схемы УМ класса F2 [2]

Расчет производился на частоте 1,9 ГГц при помощи формул из [3]. Таким образом, вычисляются элементы резонансного контура и параметры четвертьволновой линии для выбранного транзистора: длина линии передачи $l_{TL} = 2,7$ см; индуктивность резонансного контура $L = 59,83$ Гн; емкость резонансного контура $C = 0,117$ пФ.

Модель полевого транзистора в САПР AWR Microwave Office можно получить на основе известных S -параметров путем загрузки файла с разрешением .s2p. Были заданы рассчитанные ранее номиналы резонансного контура и характеристики четвертьволновой линии.

Для согласования входной линии и транзистора использована Т-образная цепь согласования, элементы которой были найдены при помощи диаграммы Вольперта–Смита в программе Smith V3.10. Таким образом, получается УМ, принципиальная схема которого изображена на рис. 2.

При помощи команды «Настройка» (Tunning), были скорректированы номиналы элементов входной цепи согласования. В ходе моделирования схемы усилителя были получены энергетические параметры, представленные на рис. 3.

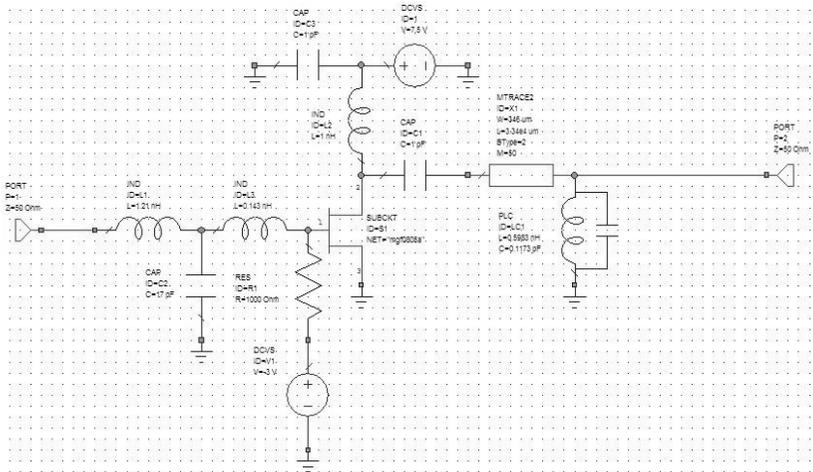


Рис. 2. Изображение принципиальной схемы УМ в среде проектирования AWR Microwave Office 9.0

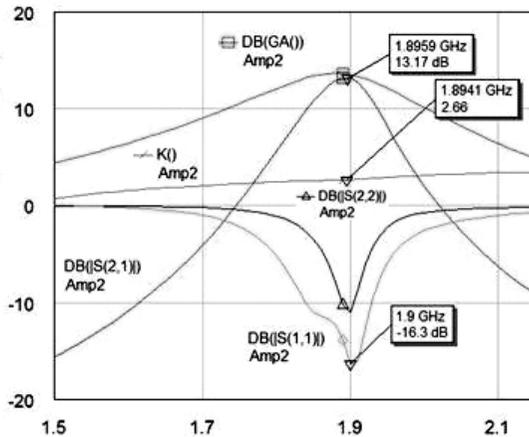


Рис. 3. Изображение параметров, полученных в среде проектирования AWR Microwave Office 9.0

Анализируя полученные характеристики, можно сказать, что коэффициент усиления имеет большой запас по уровню. Данный запас будет необходим при проектировании, так как некоторая часть мощности будет рассеяна.

В условиях эксплуатации параметры усилителя могут меняться в определенных пределах по тем или иным причинам (старение, температурные колебания и т.п.). Такие изменения параметров могут при-

вести к потере устойчивости системы, если она работает вблизи границы устойчивости, уровень которой располагается в районе 1 дБ. Поэтому усилители стремятся спроектировать так, чтобы он работал вдали от границы устойчивости. Степень этого удаления называют запасом устойчивости. Спроектированный усилитель имеет хороший запас устойчивости, т.к. на рабочей частоте его значение больше единицы.

Стоит отметить, что при анализе характеристик не были учтены энергетические параметры влияния подложки и пассивных элементов друг на друга (паразитные параметры), которые будут учтены в дальнейших разработках.

ЛИТЕРАТУРА

1. Крыжановский В.Г. Транзисторные усилители с высоким КПД. До-нецк: Апекс, 2004. 448 с.
2. High Power GaAs FETs Data Sheets [Электронный ресурс]. Режим доступа: <http://www.mitsubishielectric.com/semiconductors/php/eSearch.php?FOLDER=/product/hf/gaastransistor/highpowerfet> (дата обращения: 10.12.2013).
3. Kazimierczuk M.K. RF power amplifiers / M.K. Kazimierczuk. Wiley, 2008. 405 с.

РАСШИРЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ АМПЛИТУДОЙ МОЩНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ

Р.А. Кузовлев, Р.С. Мельников, магистранты каф. РЗИ

Научный руководитель А.А. Титов, профессор каф. РЗИ, д.т.н.

г. Томск, ТУСУР, rkuzovlev@mail.ru

Проект ГПО РЗИ-902 – «Устройства регулирования, модуляции и ограничения амплитуды мощных периодических и импульсных сигналов»

Для устройств управления амплитудой мощных импульсных сигналов характерно появление выброса на переднем фронте импульса, обусловленное прямым прохождением сигнала через емкости эмитера и коллектора в транзисторе. Это является существенным недостатком, так как выброс может детектироваться как помеха, воздействующая на работу технического средства. Это приводит к уменьшению допустимой области регулирования амплитуды выходных импульсов при заданных требованиях к амплитуде выброса. Схема устройства управления (УУ) приведена на рис. 1.

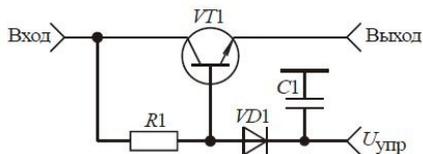


Рис. 1. Устройство управления с последовательным включением транзистора и нагрузки

Основной проблемой УУ является ограниченный динамический диапазон (ДД). При заданном параметре выброса он не должен превышать 3% от значения амплитуды импульса и определенного времени установления импульса ($t_{уст}$) равноо 10 нс. На рис. 2 и 3 представлены формы импульсов, допустимые по требованиям, изложенным выше.

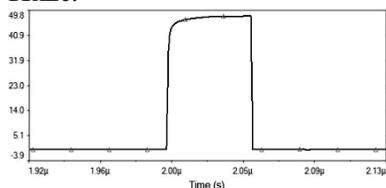


Рис. 2. Форма сигнала при $U_{упр} = 50$ В

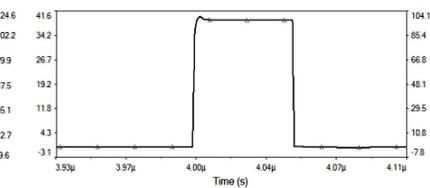


Рис. 3. Форма сигнала при $U_{упр} = 38,5$ В

Время установления фронта импульса не превышает 3 нс. Величина выброса не превышает 3% от величины амплитуды самого сигнала. В табл. 1 приведены значения ДД устройства управления с последовательным включением транзистора и нагрузки.

Таблица 1

Динамический диапазон устройства управления

$U_{вх}$, В	$U_{упр}$, В	$U_{вых}$, В	$t_{уст}$, нс	Выброс, %	ДД, раз
50	50	47,5	2,385	0	1
50	38,5	38,741	1,156	2,988	1,226

По данным табл. 1 можно сделать вывод, что ДД устройства управления очень мал, для использования данной схемы требуется уменьшить выброс на переднем фронте импульса. Для этого в схему УУ следует ввести корректирующий элемент в виде катушки индуктивности (L_1). На рис. 4 представлена схема УУ с коррекцией.

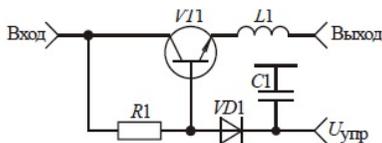


Рис. 4. Устройство управления с коррекцией

Катушка L_1 уменьшает выброс на переднем фронте импульса. Так как L_1 является элементом задержки и ток не может моментально возрасти в катушке индуктивности, поэтому с увеличением корректирующей индуктивности уменьшается выброс на переднем фронте импульса. Напряжение выброса растягивается во времени, фронты импульса сглаживаются. На рис. 5 представлена форма импульса с коррекцией.

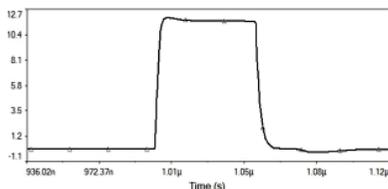


Рис. 5. Форма импульса при $U_{упр} = 11$ В с выбросом 3%

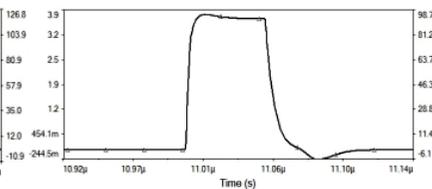


Рис. 6. Форма импульса при $U_{упр} = 3$ В с выбросом 3%

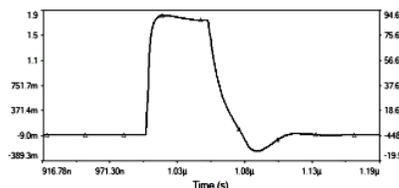


Рис. 7. Форма импульса при $U_{упр} = 1$ В с выбросом 3%

По данным табл. 2 можно сделать следующие выводы. Увеличение значения корректирующего элемента (L_1) приводит к уменьшению выброса на переднем фронте импульса при одновременном возрастании времени установления импульса ($t_{уст}$).

ДД устройства управления увеличился в 27 раз, а следовательно, область применения схем УУ расширилась.

Таблица 2

Динамически диапазон устройства управления

$U_{вх}, В$	$U_{упр}, В$	$U_{вых}, В$	$t_{уст}, нс$	$L_1, нГн$	Выброс, %	ДД, раз
50	11	11,59	3,258	100	3	4,098
50	3	3,69	6,9	250	3,02	12,87
50	1	1,744	10,12	490	2,92	27,23

Для расчета значения элемента коррекции (L_1) была выведена формула нахождения номинала катушки индуктивности при заданном времени установления импульса ($t_{уст}$) и сопротивлении нагрузки (R_H):

$$L = t_{уст} (R_H / 2,2).$$

Компьютерные модели устройств управления амплитудой мощных импульсных сигналов, разработанные на основе эффекта двухстороннего ограничения мощных сигналов биполярным транзистором с закрытыми переходами, подтверждают возможность создания экспериментальных макетов этих устройств и их использование в качестве составных частей более сложных радиотехнических устройств.

ЛИТЕРАТУРА

1. Титов А.А. Устройства управления амплитудой мощных сигналов. М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2013. 136 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ИЗМЕНЕНИЯ ЁМКОСТИ ВАРИКАПА НА ДИАПАЗОН ПЕРЕСТРОЙКИ ГЕТЕРОДИНА ДВУХСАНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА

*А.С. Лехан, студент, С.А. Ламонова, инженер-электроник
г. Томск, ТУСУР, каф. СРС, letosiro@gmail.com*

В системах ближней радиолокации и радионавигации большое распространение нашли магнетронные генераторы с выходной мощностью в десятки ватт. Недостатком таких генераторов является высокое энергопотребление [1]. Для замены этих генераторов предложен СВЧ-генератор на диоде Ганна с перестройкой частоты на варикапе. На рис. 1 приведена структурная схема СВЧ-генератора.

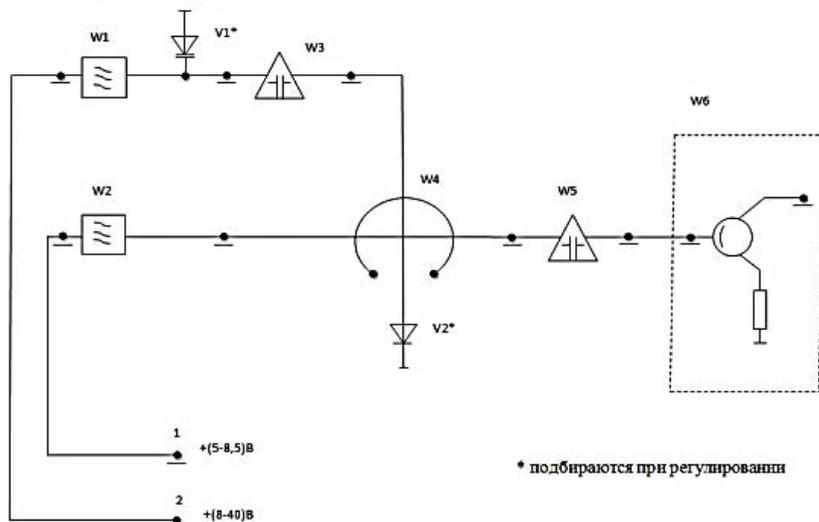


Рис. 1. Схема перестраиваемого СВЧ-генератора на диоде Ганна

Принцип работы схемы состоит в следующем. На вход 1 от источника питания постоянного напряжения подается напряжение, изменяемое в пределах 5–8,5 В. Диод Ганна V2 преобразует энергию источника питания в сверхвысокочастотные колебания в результате возникновения в полупроводнике домена сильного поля. На вход 2 подается напряжение, изменяемое в пределах 8–40 В, поступающее на варикап. Изменение напряжения на варикапе приводит к изменению его ёмкости, благодаря чему осуществляется перестройка диапазона рабочих частот гетеродина. Стабилизация частоты гетеродина при неизменном напряжении на варикапе достигается благодаря высокодобротному резонатору W4.

Для настройки гетеродина на требуемый диапазон частот необходим соответствующий выбор начальной ёмкости варикапа, который в свою очередь зависит от конкретного диода Ганна и точности его установки в схему гетеродина.

С целью ускорения процесса настройки гетеродина на требуемый диапазон частот предложен следующий алгоритм определения подходящей ёмкости варикапа.

Смоделируем ситуацию, при которой нижняя частота диапазона частот гетеродина равна f , что не соответствует требуемому значению. Известно, что установлен варикап с ёмкостью C пФ. Определим C' – необходимую прибавку к ёмкости варикапа для получения необходимой частоты.

Воспользуемся выражением коэффициента перестройки по частоте

$$k_{\text{ПФ}} = f / f' = [(C' + C) / C]^2, \quad (1)$$

где f – текущая частота; f' – необходимая частота; C – текущая ёмкость варикапа; C' – необходимая прибавка к ёмкости.

Преобразуя выражение (1), получим формулу для определения прибавки:

$$C' = \sqrt{f / f'} \cdot C - C. \quad (2)$$

Таким образом, чтобы получить требуемую частоту, необходимо увеличить ёмкость на величину, равную C' .

С использованием формулы (2) была определена чувствительность (скорость изменения) частоты гетеродина при изменении ёмкости варикапа на 0,001 пФ и при различной начальной ёмкости варикапа и частоты. Диапазоны частот и ёмкости взяты в соответствии с требованиями к разрабатываемому гетеродину. Результаты исследования приведены в таблице.

Из таблицы можно сделать вывод, что среднее изменение частоты при изменении ёмкости варикапа на 0,001 пФ составляет 0,1 ГГц.

Результаты исследования

Начальная ёмкость варикапа, пФ	Нижний диапазон частот, 13,5 ГГц		Верхний диапазон частот, 14,8 ГГц	
	Δf , при +0,001 пФ	Δf , при -0,001 пФ	Δf , при +0,001 пФ	Δf , при -0,001 пФ
0,270	-0,099	+0,101	-0,109	+0,110
0,280	-0,096	+0,097	-0,105	+0,106
0,290	-0,093	+0,094	-0,102	+0,103
0,300	-0,090	+0,090	-0,098	+0,099
0,310	-0,087	+0,088	-0,095	+0,096
0,320	-0,084	+0,085	-0,092	+0,093
0,330	-0,081	+0,082	-0,089	+0,090

Использование предложенной методики расчета требуемой начальной емкости варикапа и представленные результаты исследования позволили значительно сократить время настройки предложенного СВЧ-генератора на диоде Ганна.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пушкарев В.П., Титов А.А., Бахарева Д.В. и др. Унифицированный СВЧ-генератор для систем ближней радиолокации // Матер. докл. 22-й Международн. Крым. конф. «СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии». Украина. Севастополь, 10–14 сент. 2012 г. С. 108–109.

МОДОВЫЙ СОСТАВ ОПТИЧЕСКОГО МИКРОРЕЗОНАТОРА ОПТОЭЛЕКТРОННОГО ГЕНЕРАТОРА СВЧ-ДИАПАЗОНА

А.А. Лукина, аспирант, А.Б. Галиев, магистрант

*Научный руководитель А.С. Заборин, профессор каф. РЗИ, д.ф.-м.н.
г. Томск, ТУСУР, каф. РЗИ, anna-angel1987@mail.ru*

Одной из трудностей создания высокоскоростных, широкополосных каналов связи, работающих на несущих частотах до 60 ГГц, сегодня, как известно, является проблема создания автогенераторов (АГ) с низким уровнем побочных мод в спектре генерации. Значительный прогресс в решении указанной проблемы в последние годы достигнут в области СВЧ-оптоэлектроники, где проведены успешные исследования и разработки методологии, альтернативой традиционным подходам построения СВЧ-генераторов. Примером такого рода инновационной методологии, предлагаемой СВЧ-оптоэлектроникой, является технология построения оптоэлектронных СВЧ-генераторов (ОЭГ) [1].

Последние разработки в данной области используют новые архитектурные решения одномодовых ОЭГ, способные формировать радиочастотные колебания с высокой спектральной чистотой в микроволновом диапазоне до десятков ГГц, с уровнем фазового шума до -160 дБ рад²/Гц при отстройке 10 кГц от несущей [2]. В таких ОЭГ, вместо резонаторов, в качестве накопительных элементов используются линии задержки из оптического волокна (ЛЗ-ОВ) (рис. 1).

По принципу функционирования ОЭГ не отличается от традиционного электронного АГ и представляет собой автогенератор с положительной обратной связью. Так, показанная на рис. 1 структурная схема ОЭГ включает в себя оптический и радиотехнический узлы. В состав оптического узла входят полупроводниковый лазерный модуль (ПЛМ), модулятор интенсивности излучения (МИИ), волоконно-оптический тракт (ВОТ) и фотодиодный модуль (ФДМ). В состав радиотехнического узла – предварительный электрический усилитель

(ПЭУ), полосно-пропускающий фильтр (ППФ), усилитель мощности (УМ) и делитель мощности (ДМ) [3]. Общий вид одного из подобных ОЭГ, построенного на основе ЛЗ-ОВ, показан на рис. 2 [4].

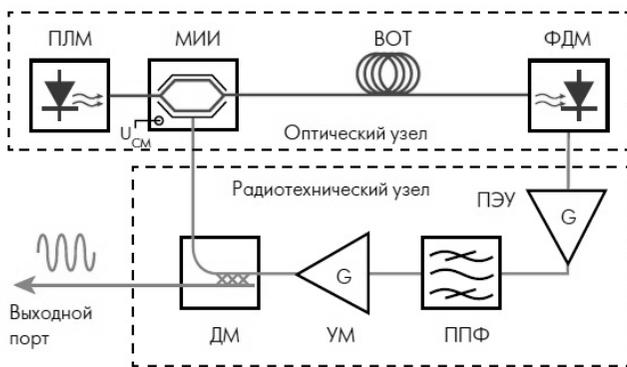


Рис. 1. Структурная схема ОЭГ с резонатором на ЛЗ [3]

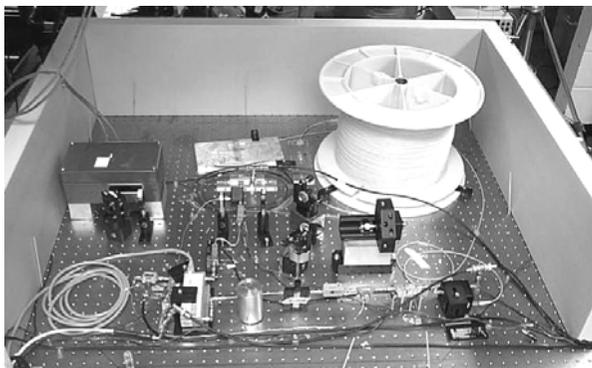


Рис. 2. Общий вид ОЭГ с ЛЗ-ОВ

Из рис. 2 видно, что использование в схеме АГ относительно громоздких ЛЗ-ОВ исключает возможность создания гибридных интегральных схем таких ОЭГ.

Целью данного сообщения является исследования, возможности создания компактного ОЭГ, использующего в качестве накопителя энергии не ЛЗ-ОВ, а высокодобротный оптический микрорезонатор (ОМР) в форме дисков сфер или колец. [8].

Как известно, спектральная чистота колебаний АГ характеризуется спектральной плотностью шума $S_f(\omega)$ [6]. Из общей теории АГ следует, что спектральная плотность амплитудного $S_\alpha(\omega)$ (АШ) и $S_\psi(\omega)$ фазового (ФШ) шумов АГ при этом соответственно будет [6]:

$$S_{\alpha}(\omega - \omega_0) = \frac{\delta \times S_i}{9\beta^2 G_0^2 v_0^6 \left[1 + Q_0^2 \left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega} \right)^2 \right]}, \quad (1)$$

$$S_{\psi}(\omega - \omega_0) = \frac{\delta \times S_i}{9\beta^2 G_0^2 v_0^6 \left[\left(\frac{\omega - \omega_0}{\omega} \right)^2 \right]}, \quad (2)$$

где Q_0 – добротность накопительного элемента АГ; S_i – спектральная плотность шумовых АГ.

На рис. 3 приведен результат расчета $S_{\alpha}(\omega)$ и $S_{\psi}(\omega)$ по формулам (1), (2) АГ Ван-дер-Поля.

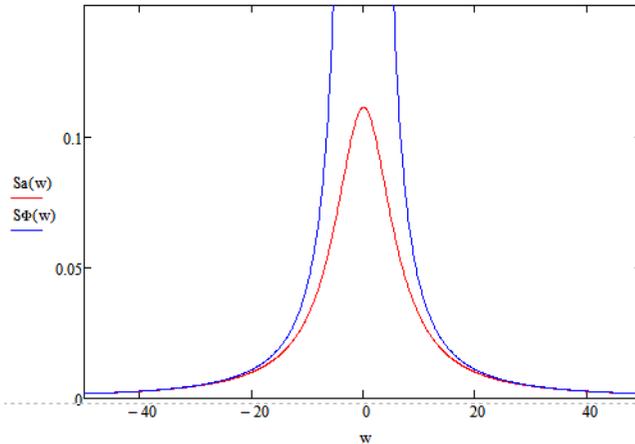


Рис. 3. Форма линий $S_{\alpha}(\omega)$ и $S_{\psi}(\omega)$ генератора Ван-дер-Поля

Из приведенного графика видно, что вблизи рабочей частоты АГ преобладающими являются фазовые шумы генератора, характеризующиеся со спектральной плотностью $S_{\psi}(\omega)$.

Таким образом, высокая спектральная чистота автоколебаний должна достигаться за счет снижения, прежде всего, уровня ФШ АГ. Из (1), (2), а также рис. 4, видно, что основным способом этого снижения являются понижение $S_i(\omega)$ и максимальное увеличение добротности Q накопительного элемента АГ.

В данной связи большое внимание разработчиков ОЭГ в последние годы привлекают ОМР, характеризующиеся не только гигантской добротностью, но и небольшим размером, позволяющим разместить все узлы ОЭГ на площади нескольких кв. см (см. рис. 3) [5, 8].

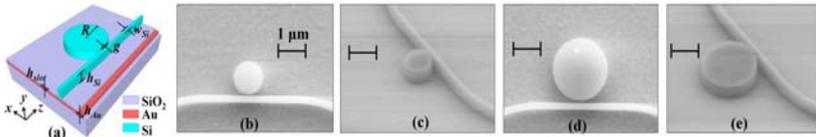


Рис. 4. Оптические микрорезонаторы с элементом связи [5]

В таких резонаторах в качестве рабочих используются моды «шепчущей галереи» (МШГ), формируемые при минимальном угле скольжения волны, гарантирующем ее полное внутреннее отражение волны от стенок ОМП. Естественно, что энергия волны при этом сосредоточена вблизи стенок резонатора.

Пример возможной топологии такого резонатора вместе с оптической линией связи показан на рис. 4 [5].

Для исследования спектра резонансных частот ОМП с МШГ нами проведено компьютерное моделирование структур рис. 4 с использованием программы CST Studio. В качестве исходных данных для расчета предполагалось, что в дисковом ОМП возбуждается стоячая волна с E -поляризацией. В этом случае проекция силовых линий электрического поля на горизонтальную плоскость ОМП представляет собой периодическую структуру с числом максимумов $2n$, (n – азимутальный индекс), прижатых к внешней поверхности (каустике) Д-ОМП [7, 8]. Размеры резонаторного диска были выбраны равными: радиус $R = 9$ мкм, а высота $h = 0,5$ мкм. Число вычисляемых мод – 100. В качестве материала Д-ОМП был выбран кварц с диэлектрической и магнитной проницаемостями $\epsilon = 3,75$ и $\mu = 1$ соответственно. Показатель преломления в расчетах был взят равным $n = \sqrt{\epsilon\mu} = 1,93$.

В ходе моделирования найдена структура поля для 100 резонансных частот, поддерживаемых МШГ.

Для использования в ОЭГ из указанного спектра практический интерес представляют лишь моды, расположенные в окнах прозрачности оптоволокна. Установлено, что указанным условиям удовлетворяют следующие типы МШГ:

$\lambda = 1,54$ мкм – МШГ с азимутальным индексом $n = 30$.

$\lambda = 1,37$ мкм – МШГ с азимутальным индексом $n = 34$.

Структура поля найденных МШГ приведена на рис. 5.

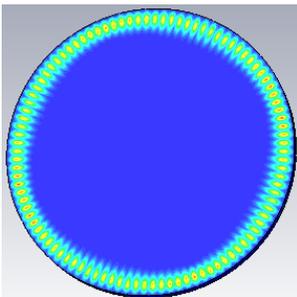


Рис. 5. Распределение интенсивности поля МШГ $EH_{30,1,1}$

Полученные результаты показывают возможность реализации компактных ОЭГ на основе высокодобротных микрорезонаторов с модами шепчущей галереи.

ЛИТЕРАТУРА

1. X. Steve Yao and Lute Maleki. Optoelectronic microwave oscillator // Journal of the Optical Society of America B / 1996. Vol. 13, № 8. P. 1725–1735.

2. Kouomou Y. Chembo, Laurent Larger, Hervé Tavernier et al. Dynamic instabilities of microwaves generated with optoelectronic oscillators // OPTICS LETTERS. 2007. Vol. 32, № 17. September 1. P. 2571–2573.

3. Белкин М., Лопарев А. Оптоэлектронный генератор – первое практическое устройство СВЧ-оптоэлектроники // Электроника: Наука, Технология, Бизнес. 2010. № 6. С. 62–70.

4. Stefania Römisch. Very low noise X-band optoelectronic oscillators: Presentation.

5. Fei Lou, Lars Thylen, and Lech Wosinski. Experimental demonstration of silicon-based metallic whispering gallery mode disk resonators and their thermotuning // The Optical Fiber Communication Conference and Exposition (OFC). 2014.

6. Букингем М. Шумы в электронных приборах и системах. М.: Мир, 1986.

7. Царапкин Д.П. Методы генерирования СВЧ-колебаний с минимальным уровнем фазовых шумов: дис. ... д-ра техн. наук. М., 2004.

8. Городецкий М.Л. Оптические микрорезонаторы с гигантской добротностью. М.: Физматлит, 2011. 415 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ НАПРАВЛЕННОГО МОСТА НА ОСНОВЕ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ КОМПОНЕНТОВ

А.В. Медведев, студент, Ф.А. Михеев, аспирант

г. Томск, ТУСУР, каф. СВЧУКР, medbedeb92@gmail.com

Одной из наиболее важных частей векторного анализатора цепей является направленное устройство, разделяющее падающие и отражённые волны, в качестве которого может применяться направленный мост. Точность измерения электрических характеристик тестируемых устройств напрямую зависит от качества изготовления направленного устройства, основными характеристиками которого являются: вносимые потери, неравномерность вносимых потерь, коэффициент ответвления, неравномерность коэффициента ответвления и направленность.

Основные принципы работы направленного моста рассмотрены в [1] и его принципиальная схема приведена на рис. 1.

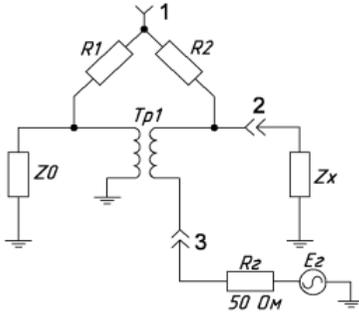


Рис. 1. Принципиальная схема направленного моста

Если выполняется условие $R_1 Z_x = R_2 Z_0$, то мост будет сбалансирован, тогда коэффициент ответвления (s_{21}) и вносимые потери (s_{32}) определяются выражениями:

$$s_{21} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}, \quad s_{32} = \frac{R_1}{Z_0 + R_1}.$$

Однако в данных выражениях не учитывается зависимость сопротивлений резисторов от частоты, поэтому полученные с их помощью значения будут верны для диапазона частот до нескольких десятков

мегагерц. Для получения частной зависимости коэффициента ответвления и возвратных потерь была создана модель направленного моста на основе эквивалентных схем компонентов (рис. 2). При создании модели учитывалась конструкция экспериментальных образцов, в которых в качестве резисторов применяются чип-резисторы (их эквивалентная схема приведена в [2]), симметрирующий трансформатор изготовлен из отрезка коаксиального кабеля, на внешний проводник которого надеты ферритовые шайбы. В модели были учтены особенности топологии экспериментальных образцов (L_{10} , L_{11}) и конструкция примененных коаксиальных разъемов. Модель симметрирующего трансформатора представляет собой коаксиальный кабель, к оплётке которого подключен параллельный колебательный контур (L_9 , C_{25}).

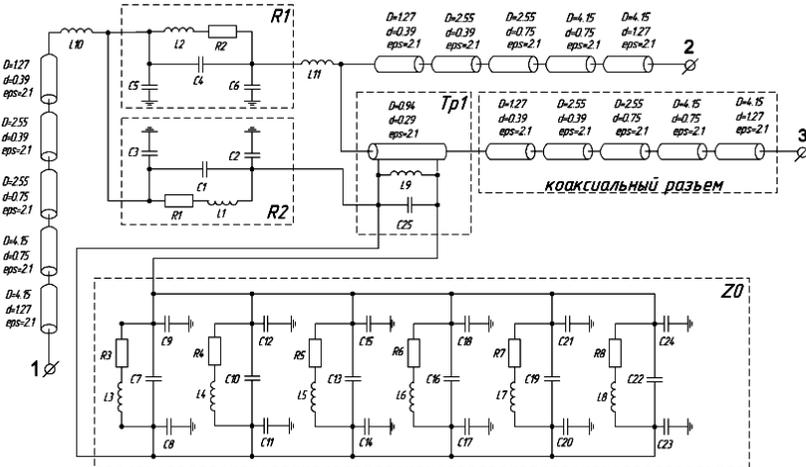


Рис. 2. Модель направленного моста

Начальные значения номиналов паразитных параметров чип-резисторов были рассчитаны на основе соотношений, приведенных в [2]. После настройки модели, путем изменения значений номиналов паразитных параметров получившиеся частотные зависимости электрических характеристик приведены на рис. 3, 4.

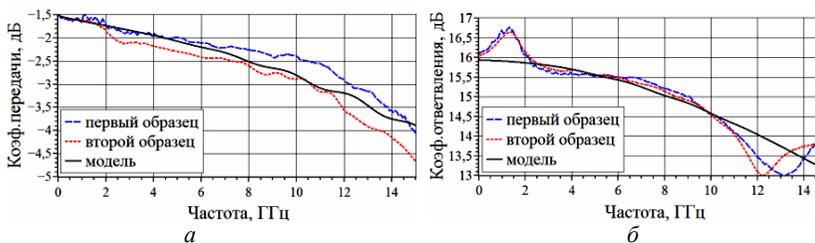


Рис. 3. Частотная зависимость:
 a – коэффициента передачи; b – коэффициента ответвления

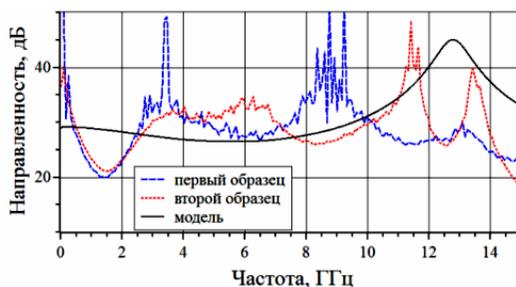


Рис. 4. Частотные зависимости направленности

Из полученных частотных зависимостей можно сделать вывод о том, что созданная модель направленного моста является работоспособной, так как частотные зависимости электрических характеристик модели почти повторяют частотные зависимости электрических характеристик экспериментальных образцов. Однако сходства экспериментальных и теоретических частотных зависимостей удалось добиться только при значениях номиналов паразитных параметров, значительно отличающихся от рассчитанных величин. Это возможно из-за наличия допусков и отклонений в процессе изготовления чип-резисторов, а также из-за неточности расчётных соотношений для номиналов паразитных параметров. Также основанная на эквивалентных схемах модель не может в полной мере учесть особенности топологии печатной платы направленного моста и влияние элементов конструкции друг на друга.

ЛИТЕРАТУРА

1. Михеев Ф.А. Сверхширокополосный направленный мост диапазона ОВЧ / Ф.А. Михеев, А.В. Фатеев. Томск: ТУСУР, 2011. 3 с.
2. The RF and microwave handbook. Passive lumped components / Alfy Riddle. М.: CRC Press LLC, 2001. С. 880–882.

УСТРОЙСТВО ЗАЩИТЫ ПОЛОСОВОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ОТ ПЕРЕГРУЗКИ ПО ТОКУ

Р.С. Мельников, Р.А. Кузовлев, магистранты каф. РЗИ

г. Томск, ТУСУР, Melnik_001@mail.ru

Проект ГПО РЗИ-902 – «Устройства регулирования, модуляции и ограничения амплитуды мощных периодических и импульсных сигналов»

В полосовых усилителях мощности остро стоит задача защиты выходного каскада усилителя от перегрузки по току. Полосовые усилители мощности (ПУМ) являются необходимыми элементами многих радиотехнических и измерительных комплексов и систем, к которым предъявляются требования сохранения работоспособности при работе на несогласованную нагрузку, при одновременной перегрузке по входному воздействию.

Недостатком известных систем защиты ПУМ является большая постоянная времени цепи их обратной связи, намного превышающая допустимое значение времени перегрузки по току современных мощных транзисторов, используемых при построении ПУМ, которое составляет величину порядка 1...5 мкс [1].

В высокочастотных ПУМ для стабилизации угла отсечки транзисторов при изменении уровня усиливаемого сигнала и температуры радиатора, на котором устанавливаются эти транзисторы, а также для линеаризации начального участка амплитудной характеристики разрабатываемого усилителя используются стабилизаторы напряжения базового смещения (рис. 1) [2].

Для защиты выходных каскадов ПУМ от перегрузки по току была предложена схема, приведенная на рис. 2. Схема защиты состоит из элементов VT4, R6, R7, R8. Работа схемы защиты заключается в следующем. Если ток, протекающий через транзистор VT2, начинает превышать определенное значение, то напряжение коллектор–эмиттер на транзисторе VT4 растет, вследствие чего ток, протекающий через транзистор VT2, стабилизируется.

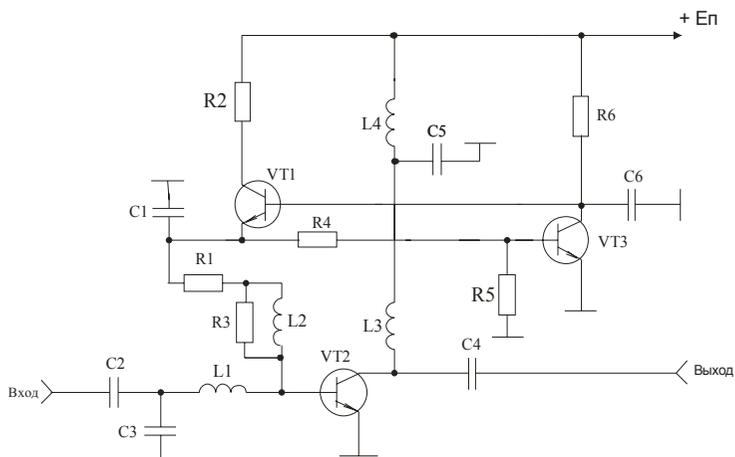


Рис. 1. Принципиальная схема стабилизатора напряжения базового смещения

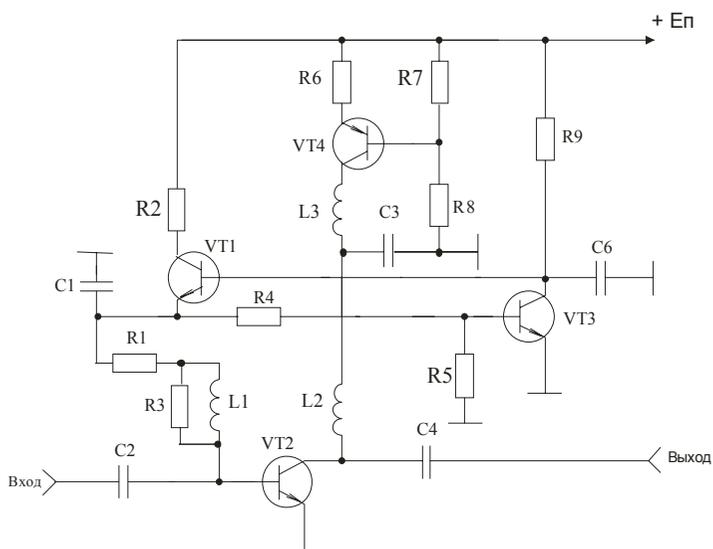


Рис. 2. Принципиальная схема выходного каскада полосового усилителя мощности со схемой защиты

Физика работы схемы стабилизации напряжения базового смещения, собранного на транзисторах VT1 и VT3, заключается в следующем. Напряжение смещения подается на базу транзистора усилительного каскада VT2 с эмиттера транзистора VT1 и равно около 0,7 В. При подаче усиливаемого сигнала на вход каскада напряжение на об-

кладке конденсатора С2, подключенной к базе транзистора VT2, начинает уменьшаться, что связано с нелинейностью входной характеристики транзистора VT2. При нагревании транзистора VT2 и неизменном напряжении базового смещения угол отсечки увеличивается, поэтому транзистор может выйти из строя. Схема стабилизации препятствует этому, так как транзистор VT3 также нагревается, его выходное сопротивление уменьшается и благодаря этому уменьшается напряжение базового смещения транзистора VT2.

ЛИТЕРАТУРА

1. Петухов В.М. Полевые и высокочастотные биполярные транзисторы средней и большой мощности и их зарубежные аналоги: справочник: в 4 т. М.: КУБК-а, 1997.
2. Титов А.А. Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ. М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2012. 328 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ДОПУСКОВ НА ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВОЛНОВОДНЫХ НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ

С.А. Шабденов, магистрант каф. РЗИ

*Научный руководитель А.В. Фатеев, к.т.н., доцент каф. СВЧуКР
г. Томск, ТУСУР, seka_lm@mail.ru*

Приведены результаты моделирования и исследованы влияния технологических допусков (размер толщины стенки) на частотные характеристики волноводного прямоугольного направленного ответвителя со связью в широкой стенке с однородными круглыми отверстиями.

За последние десятилетия наблюдается интенсивное развитие техники сверхвысоких частот (СВЧ), параллельно с которой бурно развивается и техника измерений на СВЧ. Техника СВЧ непосредственно связана с системами передачи информации (СПИ) на большие расстояния, где применение волноводов позволяет значительно увеличить объем передаваемой информации. Особый интерес представляет такие элементы СВЧ тракта, как направленные ответвители, которые широко используются в СПИ. При изготовлении ответвителей технологический процесс не всегда является идеальным, в этой связи некоторые размеры его выполняются неточно, что в свою очередь влияет на характеристики устройства. Для этого характеристики рассчитываются с допусками на геометрические размеры.

Моделирование прямоугольного ВНО. В программной среде MathCad 14 и CST STUDIO SUITE 2013 моделирование прямоугольного ВНО проводится в диапазоне частот 8–12 ГГц, размерами широ-

кой стенки $a = 23$ мм и узкой стенки $b = 10$ мм, толщины стенки $t = 0,06$ мм, $C = 16$ дБ и с числом отверстий $n = 20$. Исходя из заданной центральной частоты, определяются геометрические размеры ответвителя в программной среде MathCad 14 [1–4] и подставляются в CST STUDIO SUITE 2013, который приведен на рис. 1. Длина волны в волноводе $\lambda_{\text{в}} = 40,28$ мм, расстояние между центрами отверстий $l = 10,07$ мм, длина ответвителя $l_0 = 136,27$ мм, радиус отверстия связи $r = 2,68$ мм, расстояние от середины широкой стенки волновода до центра отверстия $h = 6,28$ мм.

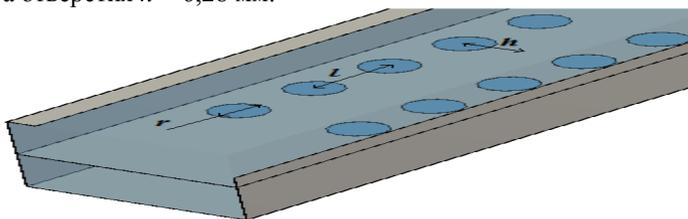


Рис. 1. Прямоугольный ВНО

Расчетный эксперимент. Расчетный эксперимент проводился в двух программах без изменения геометрических размеров, были сравнены частотные характеристики переходного ослабления и направленности, которые приведены на рис. 2.

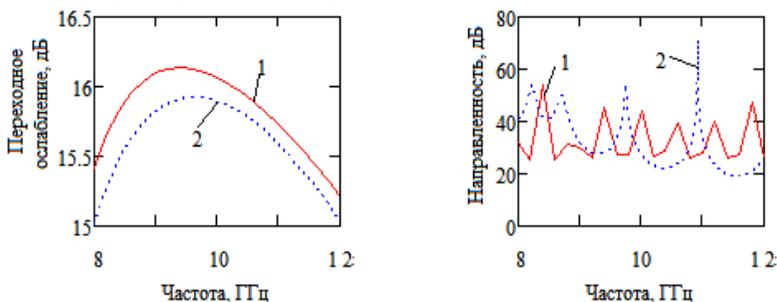


Рис. 2. Частотные характеристики без изменения геометрических размеров:
1 – MathCad 14, 2 – CST STUDIO SUITE 2013

На центральной частоте $C_1 = 16,13$ дБ, $C_2 = 15,93$ дБ разница равна 0,2 дБ; $D_1 = 44,01$ дБ; $D_2 = 44,09$ дБ, разница равна 0,08 дБ. Во всем диапазоне частот $C \pm 1$ дБ, D не менее 20 дБ. В дальнейшем все результаты будут представлены из программной среды CST STUDIO SUITE 2013, так как полученные результаты похожи в программной среде MathCad 14.

Влияние на частотные характеристики геометрических размеров в программной среде CST STUDIO SUITE 2013 при изменении $t \pm 0,01$ мм приведено на рис. 3 и 4.

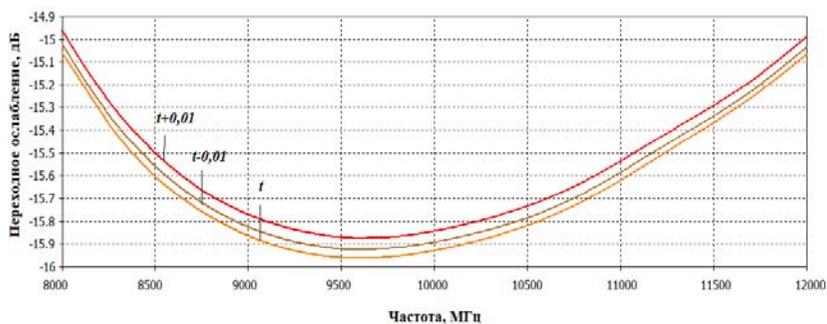


Рис. 3. Переходное ослабление при $t \pm 0,01$ мм

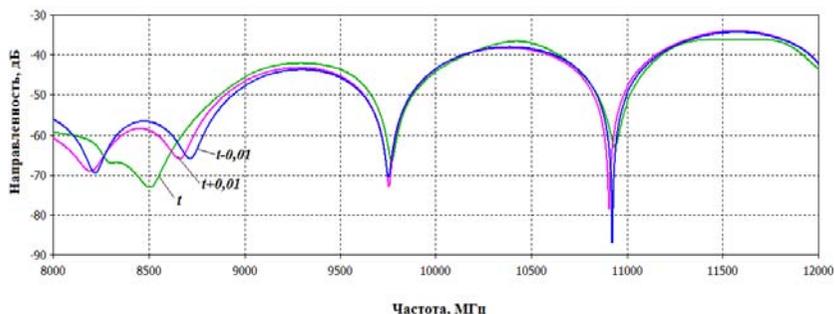


Рис. 4. Направленность при $t \pm 0,01$ мм

Заключение. Смоделирована работа прямоугольного ВНО и получены частотные характеристики в программной среде CST STUDIO SUITE 2013, основанные на расчетах, произведенных MathCad 14. При моделировании $t + 0,01$ мм изменения S равны 0,08 дБ, а при $t - 0,01$ мм равна 0,04 дБ. Из этого можно сделать вывод: чем толще стенка, тем меньше переходное ослабление. А при $t \pm 0,01$ направленность становится больше и максимально на 10 дБ в диапазоне частот 9000–12000 МГц, а при 8000–9000 МГц – меньше на 14 дБ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Радиоизмерительная аппаратура СВЧ и КВЧ. Узловая и элементная база / Под ред. А.М. Кудрявцева. М.: Радиотехника, 2006. С. 77–79.
2. Сосунов В.А. Направленные ответвители сверхвысоких частот / В.А. Сосунов, А.А. Шибяев. Саратов: Приволжское книжное изд-во, 1964. С. 20–25.
3. Лебедев И.В. Техника и приборы СВЧ. М.: Высшая школа, 1970.
4. Альтман Дж.А. Устройства сверхвысоких частот. М.: Мир, 1968.

ДЕМОНСТРАЦИОННЫЕ МОДУЛИ «СИГНАЛЫ, СПЕКТРЫ И МОДУЛЯЦИЯ»

П.Я. Ширяев, студент каф. РТС

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

г. Томск, ТУСУР, 777petruh@mail.ru, asbern48@mail.ru

Проект ГПО РТС-1302 – «Исследование и разработка перспективных систем передачи информации»

Опыт показывает, что очень часто процессы формирования и обработки сигналов в радиотехнических системах остаются для студентов формальными математическими преобразованиями. Иногда они даже пишут формулы, но не понимают при этом физический смысл производимых преобразований и получаемых результатов, поэтому не могут понять и освоить изучаемый материал.

В этих условиях представляется целесообразной разработка *демонстрационных модулей* по отдельным разделам дисциплины, позволяющих на разных этапах ознакомиться с интересующими деталями процесса преобразования сигналов. Очень важно при этом вызвать интерес к работе, создать положительный эмоциональный настрой и поддерживать его во время выполнения всей работы. Это возможно только в том случае, если на каждом этапе обучаемый может проследить и понять *процесс* формирования или преобразования сигнала, изменять исходные данные и в реальном времени отслеживать результаты этих изменений. Только рассмотрение множества графических примеров и активное участие в их получении позволяют уяснить существо вопроса, обеспечить понимание и прочное запоминание основных принципов в их взаимосвязи [1].

На кафедре РТС создается цикл лабораторных работ для изучения процессов обработки сигналов в системах передачи информации, включающий стандартные лабораторные работы и демонстрационные модули. Одним из них является демонстрационный модуль «Цифровые сигналы, спектры и модуляция» [3].

При создании данного модуля была поставлена задача максимально доступно и наглядно продемонстрировать физический смысл преобразования Фурье, взаимосвязь временного и спектрального представлений сигнала, преобразования спектра при модуляции. Модуль можно использовать при проведении лабораторных работ, лекций и практических занятий. Он будет полезен при организации самостоятельной работы студентов [2].

Модуль выполнен в среде программирования Delphi и представляет собой исполняемый файл СПЕКТР, предназначенный для запуска в операционных системах Windows, начиная с версии XP (рис. 1).

К программе прилагаются методические указания, содержащие краткое изложение необходимых теоретических сведений, и задание. Задание содержит набор функций, которые наиболее часто будут встречаться при изучении последующих дисциплин, и рекомендации, какие из зависимостей необходимо исследовать.

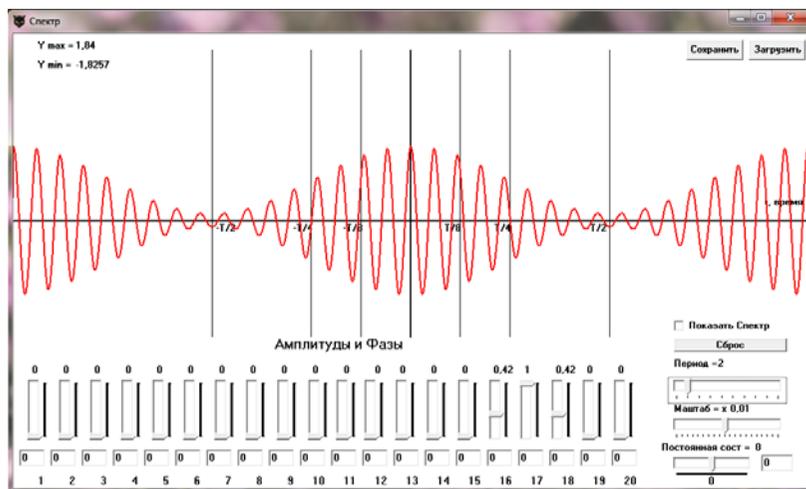


Рис. 1. Окно программы СПЕКТР

Возможности программы:

- 1) изменять амплитуды и фазы 20 гармонических составляющих;
- 2) выбирать период наблюдения;
- 3) посмотреть амплитудные и фазовые спектры;
- 4) сохранить текущие параметры и в нужный момент их загрузить;
- 5) изменять масштаб;
- 6) добавлять постоянную составляющую.

Существует ряд других функций. Временные реализации исследуемых сигналов (график в верхней части окна) формируются суммированием гармоник кратных частот. Амплитуды гармоник задаются с помощью ряда вертикальных движков, значения фаз в градусах задаются в окнах, находящихся под ними.

При изменении амплитуды или фазы любой гармоники график динамически меняется. Фазу можно вводить с любой требуемой точностью. Имеется возможность добавить постоянную составляющую не только движком, но и ввести требуемое значение с нужной точностью. Имеется кнопка сброса, позволяющая обнулить все значения. Это очень удобно, так как не нужно выставлять в нуль все движки. В про-

грамме есть движок, отвечающий за время наблюдения. По умолчанию он равен единице, но его можно выставить до 10. Большее значение выставлять нецелесообразно, так как теряется наглядность.

Существует функция сохранения, позволяющая сохранить все параметры рабочего окна. При нажатии кнопки «сохранить», вам предложат выбрать путь, куда сохранить и задать имя файлов. Расширение файлов сохранения .ssp. Подобно этой кнопке работает кнопка «загрузить», вы выбираете файл сохранения, и программа выставляет все движки в то положение, в котором они были при сохранении. При выставлении гармоник в правом верхнем углу определяются максимальные и минимальные значения по оси Y .

В окне программы на рис. 1 приведен пример амплитудной гармонической модуляции. Несущая частота соответствует 17-й гармонике, частота модуляции определяется первой гармоникой. Как вы можете наблюдать, в программе очень просто показывать непростые вещи.

Дорабатываются модули, позволяющие продемонстрировать методы квадратурной модуляции, а также особенности формирования сигналов и свойства и особенности современной технологии OFDM (модуляция ортогональных несущих). И в скором времени они будут введены в работу.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бернгардт А.С. Современное образование: актуальные проблемы профессиональной подготовки / А.С. Бернгардт, Ширяев П.Я. // Матер. междунар. науч.-метод. конф., 30–31 января 2014 г. Томск, 2014. С. 61–62.
2. Каратаева Н.А. Радиотехнические цепи и сигналы. Ч. 1: учеб. пособие. Томск: Том. межвуз. центр дистанционного образования, 2001. 260 с.
3. Акулиничев Ю.П., Бернгардт А.С. Теория и техника передачи информации: учеб. пособие. Томск: Эль Контент, 2012. 210 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ СОЗДАНИЯ ДАТЧИКА СВЕРХМАЛЫХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

И.А. Стройкин, А.В. Демаков, студенты каф. РТС,

Г.Ф. Карлова, доцент каф. РЭТЭМ, к.ф.-м.н.

г. Томск, ТУСУР, ivan.stroykin@mail.ru

Наиболее используемыми датчиками магнитного поля являются магниторезисторы и элементы Холла, характеристики которых приведены в [1]. В [2] рассмотрены датчики слабых магнитных полей на основе пермаллоя (NiFe). Принцип действия таких датчиков основан на анизотропном магниторезистивном эффекте. Внешнее магнитное

поле поворачивает вектор намагниченности плёнки на угол, величина которого зависит от направления и величины этого поля.

Фирмой Honeywell предлагаются датчики НМС с различным числом чувствительных осей. Для построения датчика четыре идентичные магниторезистивные плёнки соединяются по мостовой схеме и образуют плечи моста. Плёнки формируются осаждением тонкого слоя пермаллоя на кремниевую пластину.

В [3] описан феррозондовый датчик FLC-100. Феррозондами называют чувствительные к воздействию внешних магнитных полей устройства, содержащие ферромагнитные сердечники и охватывающие их обмотки, в одну из которых подают переменный ток, а с другой снимают ЭДС, по величине которой и судят об измеряемом значении поля. Чувствительность феррозондовых датчиков достигает порядка 0,1 нТл, определяется качеством датчика и стабильностью схемы. В [4] рассмотрены квантовые оптические датчики на основе эффекта Зеемана, позволяющие осуществить измерение индукции магнитного поля с чувствительностью $10^{-13} - 10^{-15}$ Тл при характерных временах измерения 0,1 с. Но они громоздки. Принципиально новым видом квантовых датчиков является датчик, построенный на органическом материале [5]. Этот датчик основан на магнитном резонансе, возникающем в органических тонкоплёночных диодных структурах при подаче смещения и воздействии на них сигнала СВЧ определённой частоты ω и магнитного поля B_0 . Магнитный резонанс детектируется по скачку тока через диод при изменении магнитного поля. Для измерения магнитного поля B_0 используется соотношение Планка:

$$h \cdot \omega = h \cdot \gamma \cdot B_0, \quad (1)$$

где h – постоянная Планка, γ – гиромагнитное отношение.

Мы выбрали три типа малогабаритных датчиков слабых магнитных полей, характеристики которых приведены в таблице.

Основные параметры датчиков НМС 1001, FLC 100 и основанного на органическом материале MEN=PPV

Название	Чувствительность, мВ/Гс	Разрешающая способность, мк Гс	Динамический диапазон, Гс
НМС1001	3,2	27	± 2
FLC 100	$2,5 \times 10^3$	3×10^3	± 1
MENPPV	70 нА/Гс	13×10^6	± 13

Два из них (НМС1001 и FLC 100) уже выпускаются за рубежом и нами опробованы, а для третьего приведены только некоторые экспериментальные характеристики. Принципиально такой датчик не имеет ограничений в динамическом диапазоне.

Для исследования возможности построения датчика на основе органического материала необходимо: 1) изготовить структуру MEN-PPV с контактами; 2) поместить её над двумя взаимно расположенными полосками, изолированными один от другого для возбуждения электронного резонанса при подаче СВЧ-сигнала и низкочастотного сигнала для детектирования; 3) изготовить микрополосковый резонатор (МПЛ).

Полосковый резонатор представляет собой отрезок полосковой линии, на обоих концах которого осуществлен режим холостого хода. На рис. 1 показан полосковый резонатор, выполненный на МПЛ. Его поперечные размеры так же, как поперечные размеры полосковой линии, выбираются из условия отсутствия высших типов волн и излучения из линии. Для определения геометрических размеров полоскового резонатора (ширины и высоты) воспользуемся формулой нахождения волнового сопротивления (Z_B) МПЛ с учётом токонесущего проводника:

$$Z_B = 314 \times \sqrt{\frac{\mu}{\varepsilon}} \times \frac{1 - \frac{t}{h}}{1 + \frac{W}{h}}, \quad (2)$$

где μ – магнитная проницаемость; ε – диэлектрическая проницаемость; t – толщина МПЛ; h – высота диэлектрической подложки; W – ширина МПЛ.

Исходя из заданных параметров волнового сопротивления ($Z_B = 50$ Ом), материала диэлектрика, резонансной частоты (1–10 ГГц) и высоты подложки, были рассчитаны высота и толщина МПЛ: $W = 2,324$ мм, с использованием диэлектрической подложки, сделанной из поликора; $W = 0,745$ мм, с использованием диэлектрической подложки, сделанной из стеклотекстолита; $t = 0,08$ мм. На основе рассчитанных параметров МПЛ будет создан микрополосковый резонатор с чувствительным элементом, выполненным на органических материалах.

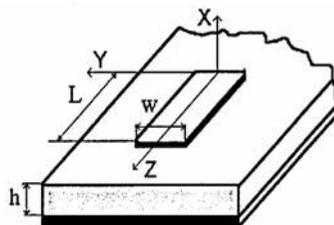


Рис. 1. Полосковый резонатор, выполненный на МПЛ

ЛИТЕРАТУРА

1. Бараночников М. Л. Микромагнитоэлектроника. Т. 1. М.: ДМК-Пресс, 2001. 544 с.
2. Датчики для магнитометрии, навигации и электронных компасов <http://www.cimpel.ru/catalog/sensors/magnit/magnit01>. С. 1–3.
3. Stefan Mayer Instruments. Magnetic Field Sensor FLC 100.
4. Арбузов С.О. Квантовые магнитометры. <http://st.ess.ru/index.htm>
5. Baker W.J., Ambal K., Waters D.P. et al. Robust absolute magnetometry with organic thin-film devices // Nature communications. 2012. P. 1–7.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МНОГОФАЗНЫХ КОДОВ ДЛЯ СИНХРОНИЗАЦИИ СИГНАЛОВ И РАЗДЕЛЕНИЯ КАНАЛОВ СВЯЗИ

Н.А. Сулова, студентка каф. РТС

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

г. Томск, ТУСУР, rioaka@sibmail.com

Проект ГПО РТС-1206 – «Разработка дидактического модуля для исследования технологии широкополосного беспроводного доступа»

Для синхронизации и разделения каналов связи используются ансамбли сигналов с хорошими автокорреляционными свойствами и при этом слабо коррелированные между собой. Рассмотрим возможность использования для этих целей многофазных кодов, которые представляют собой многофазные последовательности с идеальной периодической автокорреляционной функцией (АКФ). Наибольшее распространение получили коды Задова–Чу (или квадратичных вычетов) и коды Фрэнка, которые базируются на аппроксимации закона линейной частотной модуляции.

Коды Фрэнка возможны только для периодов кодовых последовательностей, являющихся квадратом некоторого числа k . Элементы кода периода N определяются выражением [1]

$$\gamma_{n,k+m} = \exp(i\varphi_{n,m}),$$

где

$$\varphi_{n,m} = \frac{2\pi}{k} n \cdot m, \quad n=0, \dots, k-1, \quad m=0, \dots, k-1.$$

В отличие от кода Фрэнка, коды Задова–Чу существуют для любого периода N и определяются выражением [2]

$$\gamma_m = \exp(i\varphi_m),$$

где

$$\varphi_m = \begin{cases} \frac{2\pi}{N} \cdot r \cdot \frac{m^2}{2}, & \text{если } N - \text{четное,} \\ \frac{2\pi}{N} \cdot r \cdot \frac{m \cdot (m+1)}{2}, & \text{если } N - \text{нечетное,} \end{cases}$$

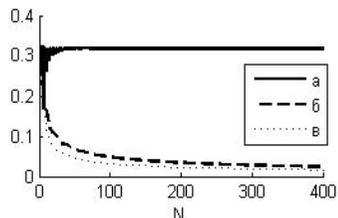
$m=1, \dots, N$, r – целое число, взаимно простое с N .

Уровень боковых лепестков импульсной АКФ (ИАКФ) в зависимости от периода N для обеих кодовых последовательностей представлен на рис. 1.

ИАКФ кода Фрэнка имеет низкий уровень боковых лепестков, который уменьшается с увеличением N и стремится к $1/(\pi k)$. У кода

Задова–Чу уровень боковых лепестков выше и зависит от r , максимальный уровень с увеличением N стремится к постоянному числу $\approx 0,318$.

Рис. 1. Уровень боковых лепестков нормированной ИАКФ в зависимости от N : a , b – максимальный и минимальный уровни боковых лепестков кода Задова–Чу; v – уровень боковых лепестков кода Фрэнка



Для кода Фрэнка определенного периода сложно получить ансамбли ортогональных (или квазиортогональных) сигналов, поэтому в настоящее время они не применяются для разделения каналов. В отличие от кода Фрэнка, для кодовых последовательностей Задова–Чу любого периода N можно получить ансамбли слабо коррелированных между собой сигналов, подбирая параметр r . Пример ИАКФ и взаимной корреляционной функции (КФ), нормированных на N представлен на рис. 2.

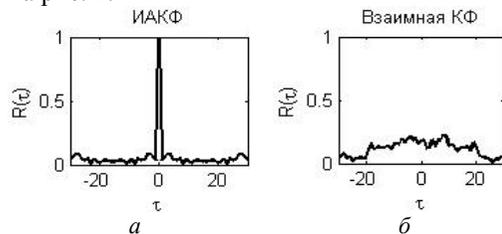


Рис. 2. ИАКФ кода Задова–Чу ($N = 31, r = 1$) – a ; взаимная КФ ($N = 31, r_1 = 1, r_2 = 3$) – b

Таким образом, можно сделать вывод, что многофазные коды можно применять для синхронизации, причем лучше для этой задачи подходят коды Фрэнка. Коды Задова–Чу можно использовать как для синхронизации, так и для разделения каналов.

Следует отметить, что несмотря на преимущества многофазных кодов перед теми же ЛЧМ сигналами, аппроксимацией которых они являются, существуют проблемы их технической реализации.

В настоящее время ведется работа по исследованию влияния ошибок при формировании и обработке сигналов на их корреляционные свойства.

ЛИТЕРАТУРА

1. Леухин А.Н. Фрэнк [Электронный ресурс]. Signals Lab 2009–2012. URL: http://signalslab.marstu.net/?page_id=91&lang=ru (дата обращения: 14.02.2014).
2. Леухин А.Н. Задофф–Чу [Электронный ресурс]. Signals Lab 2009–2012. URL: http://signalslab.marstu.net/?page_id=92&lang=ru (дата обращения: 14.02.2014).

РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВОГО ГЕНЕРАТОРА НА ДИОДЕ ГАННА

С.А. Уразимбетов, магистрант каф. РЗИ

*Научный руководитель Б.И. Авдоченко, доцент каф. РЗИ, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, AvdochenkoBI@rzi.tusur.ru*

Одной из наиболее важных проблем современной твердотельной электроники является создание генераторов мощности электромагнитных колебаний коротковолновой части СВЧ-диапазона. Генераторы на диодах Ганна являются в настоящее время одними из лучших твердотельных СВЧ-генераторов по совокупности следующих параметров:

- рабочие частоты до 200 ГГц;
- мощность генерации в непрерывном режиме достигает сотен мВт;
- низкие шумы (10–15 дБ);
- достаточно высокие значения КПД (до 30%);
- просты в эксплуатации и легко вводятся в рабочий режим;
- имеют малые питающие напряжения и др.

Учитывая, что перечисленные параметры и характеристики генераторов Ганна в ближайшем будущем могут быть значительно улучшены путем совершенствования технологии, переходом к новым материалам (в частности, к фосфиду индия), а также путем тщательного изучения физики процессов, происходящих в диодах Ганна, их можно считать наиболее перспективными твердотельными источниками СВЧ-колебаний.

Обзор режимов работы, выбор режима с задержкой домена.

Доменными называют режимы ДГ, для которых характерно наличие сформировавшегося дипольного домена в течение значительной части периода колебаний. Идеализированная динамическая ВАХ ДГ в доменных режимах дана на рис. 1 сплошной линией (пунктир – статическая ВАХ ДГ). Наличию домена соответствует нижняя ветвь характеристики 1. При достижении напряжения гашения $U_{\text{гаш}}$ домен рассасывается и рабочая точка диода переходит на восходящую ветвь характеристики 2. Изменяя сопротивление нагрузки (а значит, амплитуду U_1) на «зажимах» отрицательной проводимости диода, можно получить три различных доменных режима ДГ [2].

Пролётный режим имеет место при малой нагрузке на диоде, при котором амплитуда напряжения мала и не оказывает влияния на образование и движение доменов. В этом режиме частота колебаний равна $f_{\text{пр}} = 1/\tau_{\text{пр}}$, импульсы тока имеют вид, представленный на рис. 1. Практически этот режим не используется из-за малых значений КПД и $f_{\text{пр}}$. В прочих режимах работы ДГ частота колебаний задаётся внешним резонансным контуром.

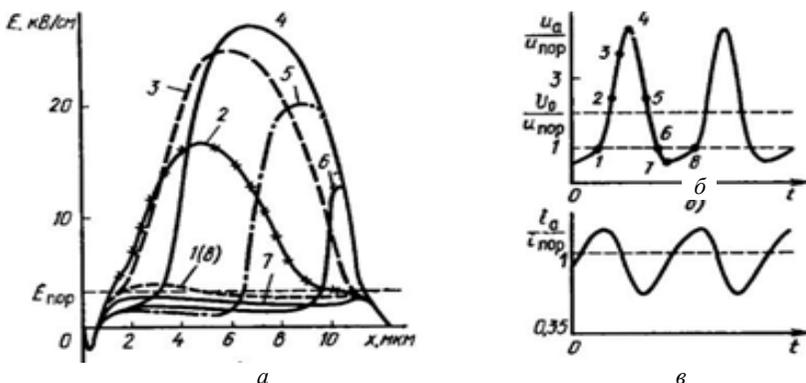


Рис. 1. Результаты моделирования физических процессов в ДГ в режиме с задержкой образования доменов: *a* – распределение электрического поля по длине диода в различные моменты времени; *б* – зависимость напряжения на диоде от времени; *в* – зависимость тока диода от времени

В режиме с задержкой образования доменов характерные распределения поля по длине диода и временные зависимости напряжения и тока диода изображены на рис. 1, *a*. Кривые, обозначенные цифрами 1–8, соответствуют моментам времени, отмеченным на рис. 1, *б*.

Главная особенность этого режима состоит в том, что часть периода колебаний напряжения на диоде падает ниже порогового. При этом, в отличие от пролетного режима, появляется возможность эффективно управлять частотой колебаний, изменяя параметры внешней цепи.

В режиме ограничения накопления объёмного заряда (ОНОЗ) частота напряжения настолько велика, что напряжение на ДГ проходит область отрицательного наклона ВАХ за время, малое по сравнению с $\tau_{\text{ф}}$. При этом домен не успевает формироваться и динамическая ВАХ совпадает по форме с характеристикой $v_{\text{др}}(E)$.

Разработка конструкции и топологии генератора. Полосковые конструкции автогенератора на диоде Ганна (АДГ) наиболее перспективны для применения в бортовой аппаратуре, так как они легче, меньше, дешевле и надежнее конструкций на объёмных резонаторах [3]. На рис. 2 приведена топология микрополоскового АДГ для частоты 12 ГГц.

Диод 2 включён между основанием и полосковым проводником. Для стабилизации частоты используется резонатор в виде микрополосковой линии.

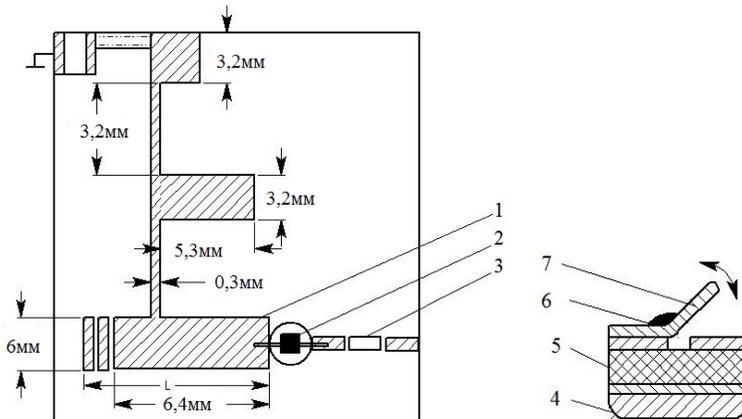


Рис. 2. Топология микрополоскового генератора на диоде Ганна (а) и конструкция емкости связи (б): 1 – резонатор; 2 – диод Ганна; 3 – емкость связи; 4 – корпус микросхемы; 5 – диэлектрическая подложка; 6 – припой; 7 – подвижной лепесток

Экспериментальная часть. Фотография СВЧ-генератора приведена на рис. 3. Конструктивно генератор выполнен на подложке из стеклотекстолита толщиной 1,5 мм. Тип диод Ганна AA736A, питание через ФНЧ на основе отрезков МПЛ.



Рис. 3. Фотография СВЧ-генератора

Спектральная характеристика СВЧ-генератора, полученная с помощью спектр-анализатора Agilent, показана на рис. 4.

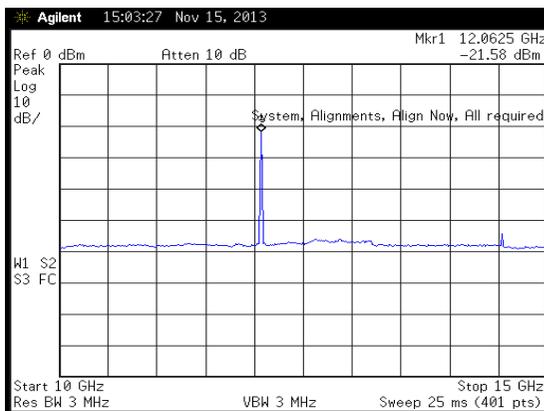


Рис. 4. Характеристика генератора

Между выходом генератора и входом анализатора спектра был включен аттенуатор 30 дБ, с учетом которого выходная мощность равна 8,5 дБм. Частота собственных колебаний генератора 12,06 ГГц.

Разработанный генератор может использоваться в качестве опорного источника СВЧ-колебаний. Для регулировки частоты можно использовать подключение отрезков линии передачи, показанные на рис. 3.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бахараев С.И. Справочник по расчету и конструированию СВЧ-полосковых устройств / С.И. Бахараев, В.И. Вольман и др.; под ред. В.И. Вольмана. М.: Радио и связь, 1982. С. 58–121.

2. Конструирование и расчет полосковых устройств: учеб. пособие для вузов. Под ред. И.С. Ковалева. М.: Сов. радио, 1974. С. 62–125.

3. Микроэлектронные устройства СВЧ: учеб. пособие для М59 радиотехнических вузов / Г.И. Веселов, Е.Н. Егоров, Ю.Н. Алехин и др.; под ред. Г.И. Веселова. М.: Высшая школа, 1988. С. 124–138.

ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ НА ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИЕМНО-ПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА

*А.Ю. Арефьева, студентка 5-го курса каф. СРС,
А.Г. Суслов, руководитель ГВП СО ДСВЧЭ ЗАО «НПФ «Микран»
г. Томск, ТУСУР, e-mail: alexsandraarefeva@yandex.ru*

В процессе эксплуатации приемно-передающее устройство может работать в разных климатических условиях [1], а именно в температурном диапазоне от -50 до $+50$, вследствие чего происходит отклонение характеристик от нормального рабочего состояния. Для того чтобы выявить эти отклонения, производится калибровка приемно-передающего устройства в разных климатических условиях, а именно через каждые 15 градусов, и при работе в дальнейшем вводится поправочный коэффициент в программном обеспечении (ПО) данного устройства. И весь процесс управления приемно-передающим устройством происходит программным путем.

Согласно используемой методике, в данном приемно-передающем устройстве калибровка происходит в 2 этапа. На первом этапе производится калибровка автоматической регулировки усиления (АРУ) на входе модема (рис. 1) и АРУ перед цифроаналоговым преобразованием (ЦАП) (рис. 2). В процессе калибровки приемно-передающего устройства выявлено, что с уменьшением температуры усиление растет, это влияние заметно на первой автоматической регулировке усиления, на вторую АРУ на входе ЦАП влияние температуры не критично.

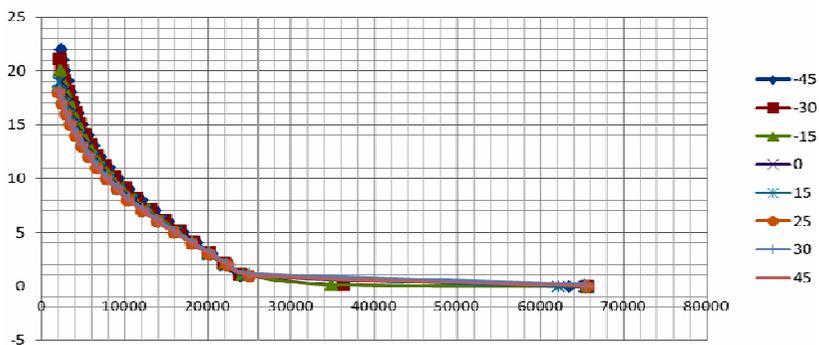


Рис. 1. Калибровочная характеристика АРУ 1 при различных температурах. Зависимость ослабления аттенюатора от управляющего напряжения

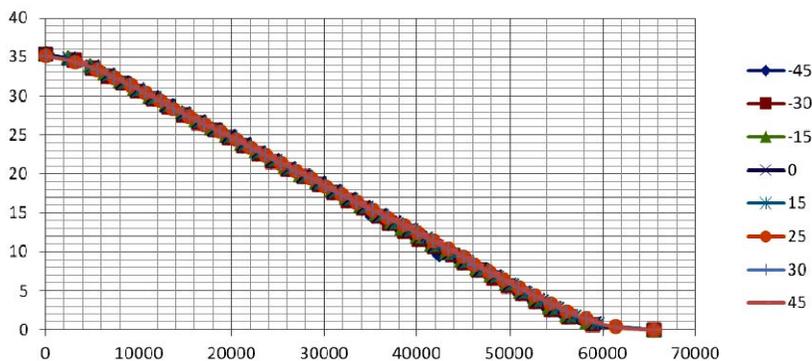


Рис. 2. Калибровочная характеристика АРУ 2 при различных температурах. Зависимость ослабления аттенюатора от управляющего напряжения

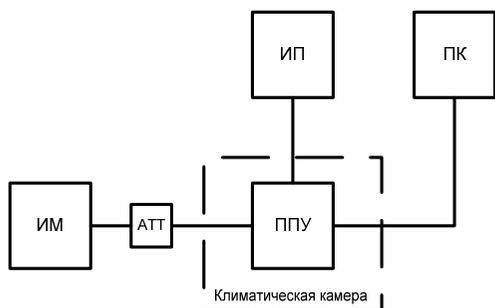


Рис. 3. Обобщенная структурная схема проверки выходной мощности на основных модулях приемно-передающего устройства

На втором этапе калибровки проверяем выходную мощность на основных модулях приемно-передающего устройства с помощью измерителя мощности МЗМ. Общая структурная схема представлена на рис. 3.

Измерение мощности [2, 3] происходит на таких модулях, как синтезатор, передатчик и

приемник, при температурах: -50 , $+50$ и $+25$. Полученные значения измерений сведены в таблицу.

**Экспериментальные данные снятые с основных
модулей приемно-передающего устройства**

Температура	+25	-50	+50
Синтезатор передатчика, дБм	12,5	14	12,5
Синтезатор приемника, дБм	13,5	13,4	12,2
Модем (передающая часть), дБм	-5	-2,5	-4,5

На основании полученных результатов по данной методике можно определить поправочные коэффициенты, вносимые в программное обеспечение приемно-передающего устройства (они находятся из полученных графиков, представленных на рисунках), и сделать вывод о влиянии температуры на выходную мощность модуля. Опираясь на полученные данные, можно сделать вывод для данных испытаний, что выходная мощность модулей, входящих в приемно-передающее устройство, не критично изменяется при различных климатических условиях и не оказывает никакого влияния на работоспособность приемно-передающего устройства.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лукк А.Ф. Устройство приемопередающее ППУ6ВР+, ППУ8ВР+ ЖНКЮ.464426.050 И1, ЖНКЮ.464426.050 И1, инструкция по настройке. 2011. 22 с.
2. Руководства по эксплуатации М3М-18. http://download.micran.ru/kia/Manual/Library/M3M/User_Manual/M3M-18-UM-001.pdf
3. Измерение импульсной и средней мощности СВЧ-сигналов измерителем мощности СВЧ М3М-18. Пояснения по применению. http://download.micran.ru/kia/Manual/Library/M3M/User_Manual/Micran%20M3M-AN-001%20rev.2.pdf

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*

Ю.И. Баиров, А.А. Зайцев, А.А. Сазонов ИССЛЕДОВАНИЕ КАНАЛА СВЯЗИ НА ЧАСТОТЕ 433 МГц	9
С.К. Доманов, А.В. Мухин, И.В. Коньшев ИЗМЕРЕНИЕ КОЭФФИЦИЕНТА УСИЛЕНИЯ РУПОРНОЙ АНТЕННЫ В ДАЛЬНОЙ ЗОНЕ С ПОМОЩЬЮ ЧАСТОТНОГО И ВРЕМЯИМПУЛЬСНОГО ОБОРУДОВАНИЯ В ДИАПАЗОНЕ ДО 17 ГГц	11
В.А. Филимонов ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПРОФИЛЯ РЕФЛЕКТОРА БОЛЬШОЙ ЗЕРКАЛЬНОЙ АНТЕННЫ ПО СИГНАЛУ УДАЛЕННОГО ИСТОЧНИКА ИЗЛУЧЕНИЯ	14
Н.М. Крат ИМИТАТОР НАВИГАЦИОННЫХ СИГНАЛОВ СИСТЕМ ГЛОНАСС И GPS	18
В.В. Шендриков, А.А. Мешеряков ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ АМПЛИТУДНОГО ПЕЛЕНГАТОРА С ПРОСТРАНСТВЕННО-УГЛОВЫМ РАЗНОСОМ АНТЕНН НА НАЗЕМНЫХ ТРАССАХ	20
А.В. Силкин ОПРЕДЕЛЕНИЕ КООРДИНАТ ДВИЖУЩЕЙСЯ ЦЕЛИ ПО ИЗМЕРЕНИЯМ ДОПЛЕРОВСКОЙ ЧАСТОТЫ В ДВУХПОЗИЦИОННОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СИСТЕМЕ	24
В.Э. Суглобов ОЦЕНКА ТРЕБУЕМОЙ МОЩНОСТИ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ СТАНЦИИ ИЗМЕРЕНИЯ СКОРОСТИ ВЕТРА	27
Ф.Н. Захаров СРАВНЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ РАСЧЕТА УРОВНЯ СИГНАЛА МЕТОДОМ ЧИСЛЕННОГО РЕШЕНИЯ ПАРАБОЛИЧЕСКОГО УРАВНЕНИЯ С ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫМИ ДАННЫМИ	30

СЕКЦИЯ 2

ЗАЩИЩЕННЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Председатель – Голиков А.М., доцент каф. РТС, к.т.н.,

зам. председателя – Бернгардт А.С., доцент каф. РТС, к.т.н.

А.А. Артеменко, Ю.И. Баиров IP АТС НА БАЗЕ ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ ASTERISK	34
А.В. Батищев, Е.Ю. Барков УЧЕБНЫЙ ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ И ВИЗУАЛИЗАЦИИ СИСТЕМЫ РАДИОДОСТУПА НА ОСНОВЕ ТЕХНОЛОГИИ LTE	37
Д.В. Ерофеев АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКИ СИГНАЛОВ МОРСКОГО РАДИОЛОКАТОРА НА ФОНЕ ВЗВОЛНОВАННОЙ МОРСКОЙ ПОВЕРХНОСТИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ФРАКТАЛЬНЫХ ПРЕОБРАЗОВАНИЙ.....	39
М.А. Колединцева ДЕМОНСТРАЦИОННЫЙ МОДУЛЬ «КОДЕК КОДА ХЕММИНГА»	42
Р.С. Кумарбаев СЛОЖНЫЕ СИГНАЛЫ НА БАЗЕ КВАЗИОРТОГОНАЛЬНЫХ КОДОВ .	45
М.Г. Лыгденов ТЕХНОЛОГИИ МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА НА БАЗЕ OFDM-МОДУЛЯЦИИ.....	47
Е.С. Паскаль, Н.Ю. Верещагин, М.Н. Жохова АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ РАСПОЗНАВАНИЯ ОБЪЕКТОВ ПО СИГНАЛАМ КАМЕР ВИДЕОНАБЛЮДЕНИЯ НА БАЗЕ LabVIEW	50
А.А. Пискунов, А.С. Кирпичников СИСТЕМА ОБРАБОТКИ ВИДЕОИЗОБРАЖЕНИЙ НА БАЗЕ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ СХЕМ МНОГОЯДЕРНЫХ ВИДЕОПРОЦЕССОРОВ И НЕЙРОСЕТЕВЫХ ТЕХНОЛОГИЙ	53
П.А. Полянских УЧЕБНЫЙ АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ И ВИЗУАЛИЗАЦИИ МЕТОДОВ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОГО КОДИРОВАНИЯ СИГНАЛОВ, ИСПОЛЬЗУЕМЫХ В МОБИЛЬНЫХ СИСТЕМАХ СВЯЗИ, НА БАЗЕ MATLAB	55
А.С. Подопрigора, А.А. Сазонов ОБРАБОТКА ЗВУКОВЫХ СИГНАЛОВ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ НА БАЗЕ MATLAB.....	58
А.В. Плучевский, А.В. Танасейчук УЧЕБНЫЙ АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ МНОГОУРОВНЕВЫХ МЕТОДОВ МОДУЛЯЦИИ СИГНАЛОВ НА БАЗЕ ПО LABVIEW 2010	60

Е.Э. Тыдыков ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЙ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ ЗЕМЛИ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЙ	63
П.Г. Русаков, С.В. Власов ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ СЖАТИЯ ВИДЕОИНФОРМАЦИИ НА БАЗЕ ФРАКТАЛЬНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ	66
Р.И. Назаренко, И.Н. Зарецкий АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК МОБИЛЬНЫХ СИСТЕМ РАДИОДОСТУПА НА БАЗЕ LABVIEW	68
Е.С. Зимин ЗАЩИЩЕННАЯ СИСТЕМА ДИСПЕТЧЕРИЗАЦИИ И МОНИТОРИНГА ПОДВИЖНЫХ ОБЪЕКТОВ НА ОСНОВЕ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ВОЗМОЖНОСТЕЙ GSM- И GPS/ГЛОНАСС	71
Е.Ю. Барков ПРОГРАММИРУЕМЫЕ ПОЛЬЗОВАТЕЛЕМ ВЕНТИЛЬНЫЕ МАТРИЦЫ (FPGA) КАК КОНЕЧНЫЙ АВТОМАТ	73

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.

Е.Н. Голиков ИЗМЕРЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК ШУМОВ В ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ	76
А.В. Каменский, М.Ю. Маланин ИЗМЕРЕНИЕ РАЗРЕШАЮЩЕЙ СПОСОБНОСТИ В ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ	79
М.Б. Квасников, Е.А. Савичева ИЗМЕРЕНИЕ КООРДИНАТНЫХ ИСКАЖЕНИЙ В ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЯХ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ПРОГРАММНЫХ СРЕДСТВ	81
О.Ю. Лысак, И.А. Халецкая ОБЗОР ОСНОВНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ФОТОГРАФИЧЕСКИХ ОБЪЕКТИВОВ	84
Ф.Д. Михальков ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ ПОЛОЖЕНИЯ МОБИЛЬНОГО УСТРОЙСТВА В ПРОСТРАНСТВЕ ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ТЕХНОЛОГИИ ДОПОЛНЕННОЙ РЕАЛЬНОСТИ	87

А.В. Подгородецкий МЕТОДЫ НЕЛИНЕЙНОЙ ФИЛЬТРАЦИИ ТЕЛЕВИЗИОННЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ	89
В.К. Салов ПРИЛОЖЕНИЕ ДЛЯ РАСЧЁТА ШИРИНЫ ЛИНИИ С КОНТРОЛИРУЕМЫМ ИМПЕДАНСОМ	92
И.В. Манягина, Л.А. Мачехина ФОРМИРОВАНИЕ КАЧЕСТВЕННОЙ СИСТЕМЫ ПРОФЕССИОНАЛЬНОЙ ОРИЕНТАЦИИ КАК ВАЖНЕЙШЕГО ФАКТОРА СОЦИАЛИЗАЦИИ ШКОЛЬНИКОВ	94
А.В. Парёнкина, Д.А. Мозгова СОВРЕМЕННЫЕ ПОДХОДЫ К ОРГАНИЗАЦИИ ПРЕДПРИЯТИЯ ЗДОРОВОГО ПИТАНИЯ	98
М.А. Полтанова, Н.Д. Ткаченко ВНЕДРЕНИЕ МЕТОДОЛОГИИ LEAN НА ПРЕДПРИЯТИЯ	100
Е.И. Спирина, А.С. Фролова СВОЕВРЕМЕННОЕ ПЛАНИРОВАНИЕ И ПРИМЕНЕНИЕ ИННОВАЦИОННЫХ ТЕХНОЛОГИЙ КАК ОСНОВА УСПЕШНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ ПРЕДПРИЯТИЙ СЕРВИСА	102
А.П. Шумейко, Е.Л. Шмакова «TALGAT SYSTEM». АЛГОРИТМ ВНЕДРЕНИЯ НОВОГО ПРОДУКТА НА РЫНКЕ	105

СЕКЦИЯ 4

ПРОЕКТИРОВАНИЕ БИМЕДИЦИНСКИХ 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.*

И.А. Игитханян ПЕРСПЕКТИВЫ РАЗВИТИЯ РЕНТНЫХ ОТНОШЕНИЙ В НЕФТЯНОЙ СФЕРЕ ТОМСКОЙ ОБЛАСТИ ПРИ ПЕРЕХОДЕ НА ЭЛЕКТРОМЕХАТРОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ НЕФТЕДОБЫЧИ И НЕФТЕПЕРЕРАБОТКИ	108
А.В. Губин, Д.В. Петенев, С.В. Рева, К.К. Слепцов, А.В. Ермолаев ДИДАКТИЧЕСКИЙ МОДУЛЬ ДЛЯ ПРОЕКТИРОВАНИЯ УСТРОЙСТВ НА МИКРОКОНТРОЛЛЕРАХ	111
А.Д. Эверстов, О.А. Ушницкая, В.М. Шараборина, Д.П. Петенев ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДИКИ БАЕВСКОГО ПРИ ДИАГНОСТИКЕ СТРЕССА ПАССИВНЫМ РАДИОИЗОТОПНЫМ МЕТОДОМ	114
А.Д. Эверстов, О.А. Ушницкая, В.М. Шараборина, Д.П. Петенев УСТРОЙСТВО ДИАГНОСТИКИ СТРЕССОВЫХ СОСТОЯНИЙ ЧЕЛОВЕКА	117

С.Н. Простомолотов, А.Е. Зуева, Э.В. Максимова, М.О. Лазарева, А.В. Ермолаев	
МЕТОД РАННЕЙ ДИАГНОСТИКИ ДЕГРАДАЦИИ СИД	119
А.М. Машуков	
УЛЬТРАЗВУКОВОЙ КОНТРОЛЬ ГЛУБИНЫ ПОВРЕЖДЕНИЯ ПРИ ПРОВЕДЕНИИ ЭПИКАРДИАЛЬНОЙ АБЛЯЦИИ МИОКАРДА	122
Д.П. Матвеев, А.Д. Эверстов, С.Н. Простомолотов, А.В. Ермолаев	
ИССЛЕДОВАНИЕ ДЕГРАДАЦИИ СИД ПРИ ПОВЫШЕННЫХ ПЛОТНОСТЯХ РАБОЧЕГО ТОКА	126
Д.П. Матвеев, Д.В. Петенев, С.Н. Простомолотов, А.В. Ермолаев	
УСТАНОВКА ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ХАРАКТЕРИСТИК ТУННЕЛЬНОЙ ЭЛ СИД	129
Д.П. Матвеев, А.Е. Зуева, Э.В. Максимова, М.О. Лазарева, А.В. Ермолаев	
ВЛИЯНИЕ ИСПЫТАНИЙ СИД ПРИ ПОВЫШЕННОЙ ПЛОТНОСТИ РАБОЧЕГО ТОКА НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ТУННЕЛЬНОЙ ЭЛ	131
Д.П. Матвеев, Д.П. Петенев, С.Н. Простомолотов, Э.В. Максимова, А.В. Ермолаев	
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ АКТИВНОЙ ЗОНЫ СИД ПРИ ПОВЫШЕННОЙ ПЛОТНОСТИ ТОКА	134
К.В. Оверчук, А.А. Уваров, а И.А. Лежнина	
ИССЛЕДОВАНИЕ И РАЗРАБОТКА ПРОГРАММНОГО ОБЕСПЕЧЕНИЯ АППАРАТНЫХ ФУНКЦИЙ КАРМАННОГО ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАФА	137
А.А. Порхунув, А.С. Старчак, Д.Н. Никонирова	
ПРИМЕНЕНИЕ КАРМАННЫХ ЭЛЕКТРОКАРДИОГРАФОВ ДЛЯ ДИАГНОСТИКИ ИШЕМИЧЕСКИХ БОЛЕЗНЕЙ СЕРДЦА	140
В.А. Бойко, И.С. Алексеева, М.А. Васильева	
ВЛИЯНИЕ ПАРАМЕТРОВ ИМПУЛЬСОВ СВЕТА НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ВИЗУАЛЬНОЙ СТИМУЛЯЦИИ	143

СЕКЦИЯ 5

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ИЗМЕРИТЕЛЬНОЙ АППАРАТУРЫ

*Председатель секции – Лощилев А.Г., с.н.с. СКБ «Смена», к.т.н.,
зам. председателя – Бомбизов А.А., м.н.с. СКБ «Смена»*

А.М. Аллануров, А.Е. Здрок	
ПРОБЛЕМА ИСПАРЕНИЯ ЧЕРНИЛ ПРИ ЭКСПЛУАТАЦИИ ПЛОТТЕРНЫХ СИСТЕМ ПЕЧАТИ ИЗДЕЛИЙ ОРГАНИЧЕСКОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ	145
В.Д. Фисюк, А.А. Бомбизов	
МАКЕТ БЕСПРОВОДНОЙ СИСТЕМЫ СВЯЗИ ДЛЯ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ В ШАХТНЫХ СООРУЖЕНИЯХ	149

А.В. Горевой	
СОВРЕМЕННЫЕ ВОЗМОЖНОСТИ СОЗДАНИЯ ПОРТАТИВНЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ГЕНЕРАТОРОВ СВЧ С ВЫСОКИМИ МЕТРОЛОГИЧЕСКИМИ ХАРАКТЕРИСТИКАМИ.....	152
С.П. Караульных	
ИМПУЛЬСНЫЙ МЕТОД ДИАГНОСТИКИ МАГИСТРАЛЬНОГО ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОГО ИНТЕРФЕЙСА.....	155
М.А. Лазько, И.М. Макаров, А.А. Бомбизов	
АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ ПРОГРАММНО-АППАРАТНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И ОПТИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ОРГАНИЧЕСКИХ СВЕТОДИОДНЫХ МАТРИЦ	158
М.А. Лазько	
ЭКСТРАКЦИЯ ПАРАМЕТРОВ ЭЛЕМЕНТОВ ОРГАНИЧЕСКОЙ СВЕТОДИОДНОЙ МАТРИЦЫ С ПАССИВНОЙ СХЕМОЙ УПРАВЛЕНИЯ.....	161
А.В. Лирник	
МЕТОДЫ ИЗМЕРЕНИЯ ЧАСТОТЫ	163
А.В. Лирник	
ПОРТАТИВНЫЙ АВТОНОМНЫЙ ЧАСТОТОМЕР	166
Е.С. Семенов	
ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ ВОЗМОЖНОСТЕЙ СВЕРХШИРОКОПОЛОСНОГО ИМПУЛЬСНОГО ЛОКАТОРА.....	168
Е.А. Сидоров, С.И. Гомилко, Д.О. Якушин	
ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ГУМАНОЙДНОГО РОБОТА ALDEBARAN NAO С НЕЙРОКОМПЬЮТЕРНЫМ ИНТЕРФЕЙСОМ	172
А.В. Убайчин	
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ НУЛЕВЫХ МНОГОПРИЕМНИКОВЫХ МИКРОВОЛНОВЫХ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ В КОМПЛЕКСЕ БОРТОВОЙ НАВИГАЦИОННОЙ АППАРАТУРЫ.....	174
А.В. Убайчин	
ЭФФЕКТИВНОСТЬ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ НУЛЕВЫХ МИКРОВОЛНОВЫХ РАДИОМЕТРИЧЕСКИХ СИСТЕМ В НАВИГАЦИИ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ	178
А.Е. Здрок	
ИССЛЕДОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИИ ПЛОТТЕРНОЙ ПЕЧАТИ ИЗДЕЛИЙ ПОЛИМЕРНОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ	180
А.Е. Здрок	
СПОСОБ ИЗМЕРЕНИЯ УРОВНЯ ЧЕРНИЛ В ДОЗАТОРЕ ПЛОТТЕРНОЙ СИСТЕМЫ ПЕЧАТИ ОРГАНИЧЕСКОЙ ЭЛЕКТРОНИКИ	184

СЕКЦИЯ 6

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ЭКСПЛУАТАЦИЯ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

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

М.М. Абулкасымов, М.И. Исаинова МЕТОДЫ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЛЕДЕНЕНИЙ ЛЕТАТЕЛЬНЫХ АППАРАТОВ	187
К.Ф. Аджухунов, О.Н. Иванова, А.В. Лысов ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ FMCW ВДОЛЬ ОСИ ЧАСТОТ НА ОСНОВЕ ТЕОРИИ СЖАТИЯ	190
Г.И. Большанин ФОРМИРОВАНИЕ ПРОВОДНИКОВ СВЕТОДИОДНОГО МОДУЛЯ ПЕЧАТНЫМ МЕТОДОМ.....	193
С.С. Дьяченко ОЦЕНКА ВОЗМОЖНОСТЕЙ ДОПОЛНИТЕЛЬНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОЙ РАДИОЛОКАЦИОННОЙ ОТРАЖАЕМОСТИ В ЗАДАЧАХ ДИСТАНЦИОННОГО ЗОНДИРОВАНИЯ МЕТЕООБРАЗОВАНИЯ	195
В.А. Гушин GaAs-МИС PIN-ДИОДНОГО СВЧ-КОММУТАТОРА 1×3 С ИНТЕГРИРОВАННЫМИ ЦЕПЯМИ УПРАВЛЕНИЯ	198
А.С. Мельникова ИНЖЕНЕРНЫЙ АНАЛИЗ МЕХАНИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЙ НА БАЗОВУЮ НЕСУЩУЮ КОНСТРУКЦИЮ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ.....	201
П.Г. Попенко, С.П. Шкарупо ВЛИЯНИЕ ВРЕМЕНИ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ДИОДА НА ЭФФЕКТИВНОСТЬ ДЕМПФИРОВАНИЯ В RCD-ДЕМПФЕРНОЙ ЦЕПИ	203
Т.Н. Пушкарёв, М.И. Исаинова СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СЛОИСТЫХ СРЕД В ШИРОКОМ ДИАПАЗОНЕ ЧАСТОТ	206
А.Д. Репенко ТЕПЛОВОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ МИКРОТЕРМОСТАТА ПРЕЦИЗИОННОГО ИСТОЧНИКА ОПОРНОГО НАПРЯЖЕНИЯ (ПИОН)	209
С.П. Шкарупо, П.Г. Попенко ИСТОЧНИК БЕСПЕРЕБОЙНОГО ПИТАНИЯ НА 12 ВОЛЬТ	212
С.П. Шкарупо, П.Г. Попенко УСТРОЙСТВО ЗАРЯДА АККУМУЛЯТОРНОЙ БАТАРЕИ	214
В.В. Терешков, В.Д. Дмитриев ПРОЕКТИРОВАНИЕ МУЛЬТИСТАНДАРТНОГО ПРИЕМНИКА СИГНАЛОВ ГНСС ДЛЯ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ	217

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.*

А.Д. Андрецова, А.В. Максимов БИОМЕТРИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ. МЕТОД ИНВАРИАНТОВ, ОСНОВАННЫЙ НА МАТРИЦЕ РАССТОЯНИЙ	220
А.Б. Галиев, А.А. Лукина, А.Н. Нуркасымов ШУМОВАЯ МОДЕЛЬ ОПТОЭЛЕКТРОННОГО ГЕНЕРАТОРА СВЧ-ДИАПАЗОНА	223
Б.Т. Ибраев, А.Н. Исатаев СТРУКТУРА БЛОКА ФОРМИРОВАНИЯ КЛЮЧА В КВАНТОВОЙ КРИПТОГРАФИЧЕСКОЙ СИСТЕМЕ С ВРЕМЕННЫМ КОДИРОВАНИЕМ ПО ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИМ ЛИНИЯМ	229
Б.Т. Кожанов МИКРОВОЛНОВЫЕ АНТЕННЫ И ФИЛЬТРЫ НА ОСНОВЕ МЕТАМАТЕРИАЛОВ	231
А.И. Кравченко МИКРОПОЛОСКОВАЯ СПИРАЛЬНАЯ АНТЕННА ЭЛЛИПТИЧЕСКОЙ ПОЛЯРИЗАЦИИ	234
П.Д. Куроптев РАСЧЕТ И МОДЕЛИРОВАНИЕ УСИЛИТЕЛЯ КЛАССА F2 С ФИЛЬТРАЦИЕЙ НЕЧЕТНЫХ ГАРМОНИК В ЧЕТВЕРТЬВОЛНОВОЙ ЛИНИИ	237
Р.А. Кузовлев, Р.С. Мельников РАСШИРЕНИЕ ДИНАМИЧЕСКОГО ДИАПАЗОНА УСТРОЙСТВ УПРАВЛЕНИЯ АМПЛИТУДОЙ МОЩНЫХ ИМПУЛЬСНЫХ СИГНАЛОВ	240
А.С. Лехан, С.А. Ламонова ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ИЗМЕНЕНИЯ ЁМКОСТИ ВАРИКАПА НА ДИАПАЗОН ПЕРЕСТРОЙКИ ГЕТЕРОДИНА ДВУХСАНТИМЕТРОВОГО ДИАПАЗОНА	243
А.А. Лукина, А.Б. Галиев МОДОВЫЙ СОСТАВ ОПТИЧЕСКОГО МИКРОРЕЗОНАТОРА ОПТОЭЛЕКТРОННОГО ГЕНЕРАТОРА СВЧ-ДИАПАЗОНА	245
А.В. Медведев, Ф.А. Михеев МОДЕЛИРОВАНИЕ НАПРАВЛЕННОГО МОСТА НА ОСНОВЕ ЭКВИВАЛЕНТНЫХ СХЕМ КОМПОНЕНТОВ	249
Р.С. Мельников, Р.А. Кузовлев УСТРОЙСТВО ЗАЩИТЫ ПОЛОСОВОГО УСИЛИТЕЛЯ МОЩНОСТИ ОТ ПЕРЕГРУЗКИ ПО ТОКУ	252

С.А. Шабденов	
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ДОПУСКОВ НА ЧАСТОТНЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ВОЛНОВОДНЫХ НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ	254
П.Я. Ширяев	
ДЕМОНСТРАЦИОННЫЕ МОДУЛИ «СИГНАЛЫ, СПЕКТРЫ И МОДУЛЯЦИЯ»	257
И.А. Стройкин А.В. Демаков, Г.Ф. Карлова	
ИССЛЕДОВАНИЕ ВОЗМОЖНОСТИ СОЗДАНИЯ ДАТЧИКА СВЕРХМАЛЫХ МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ	259
Н.А. Сулова	
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МНОГОФАЗНЫХ КОДОВ ДЛЯ СИНХРОНИЗАЦИИ СИГНАЛОВ И РАЗДЕЛЕНИЯ КАНАЛОВ СВЯЗИ.....	262
С.А. Уразимбетов	
РАЗРАБОТКА И ИССЛЕДОВАНИЕ МИКРОПОЛОСКОВОГО ГЕНЕРАТОРА НА ДИОДЕ ГАННА.....	264
А.Ю. Арефьева, А.Г. Сулов	
ВЛИЯНИЕ ТЕМПЕРАТУРЫ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ НА ОСНОВНЫЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ ПРИЕМНО-ПЕРЕДАЮЩЕГО УСТРОЙСТВА.....	267

Для заметок

Научное издание

**Материалы
Всероссийской научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«Научная сессия ТУСУР–2014»**

14–16 мая 2014 г., г. Томск

В пяти частях

Часть 1

Корректор – **В.Г. Лихачева**
Верстка **В.М. Бочкаревой**

Издательство «В-Спектр»
Сдано на верстку 01.04.2014. Подписано к печати 30.04.2014.
Формат 60×84¹/₁₆. Печать трафаретная. Печ. л. 17,5.
Тираж 500 экз. Заказ 11.

Издательство «В-Спектр»
ИП Бочкарева В.М. ИНН 701701817754
634055, г. Томск, пр. Академический, 13–24, т. 49-09-91.
E-mail: bvm@sibmail.com