

Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное агентство по образованию

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ СИСТЕМ
УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР – 2006

**Материалы докладов
Всероссийской научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
«Научная сессия ТУСУР – 2006»,
посвященной 75-летию Ф.И. Перегудова,
4 – 7 мая 2006 г.**

В пяти частях

Часть 1

2006

УДК 621.37/.39+681.518 (063)

ББК 32.84я431+32.988я431

Научная сессия ТУСУР – 2006: Материалы докладов Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 4–7 мая 2006 г. – Томск: Издательство «В-Спектр», 2006. Ч. 1. – 346 с.

Материалы докладов Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых посвящены различным аспектам разработки, исследования и практического применения радиотехнических, телевизионных и телекоммуникационных систем и устройств, вопросам проектирования и технологии радиоэлектронных средств, аудиовизуальной техники, бытовой радиоэлектронной аппаратуры, а также автоматизированным системам управления и проектирования. Рассматриваются проблемы электроники СВЧ- и акустооптоэлектроники, физической, плазменной, квантовой, промышленной электроники, радиотехники, информационно-измерительных приборов и устройств, распределенных информационных технологий, автоматизации технологических процессов, в частности в системах управления и проектирования, информационной безопасности. В сборнике представлены материалы по математическому моделированию в технике, экономике и менеджменту, антикризисному управлению, автоматизации управления в технике и образовании. Широкому кругу читателей будет доступна информация о социальной работе в современном обществе, философии и специальной методологии, экологии, мониторингу окружающей среды и безопасности жизнедеятельности, инновационных, студенческих идеях и проектах.

Конференция проводится при поддержке

ЦС РНТОРЭС им. А.С. Попова

Посвящается 75-летию Ф.И. Перегудова

ISBN 5-91191-003-9

ISBN 5-91191-004-7 (Ч. 1)

© Том. гос. ун-т систем управления
и радиоэлектроники, 2006

Федеральное агентство по образованию
ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

**Всероссийская научно-техническая конференция
студентов и молодых ученых
"Научная сессия ТУСУР – 2006"
4–7 мая 2006 г.**

ПРОГРАММНЫЙ КОМИТЕТ

Кобзев А.В. – председатель, ректор ТУСУР, д.т.н., профессор.

Ильющенко В.Н. – сопредседатель, проректор по НР ТУСУР, д.т.н., профессор.

Малюк А.А. – декан факультета информационной безопасности Московского инженерно-физического института (МИФИ), к.т.н., г. Москва.

Майстренко В.А. – проректор по информатизации ОмскГТУ, д.т.н., профессор, г. Омск.

Кравченко В.Б. – зам. проректора по информатизации Российского государственного гуманитарного университета, к.т.н., г. Москва.

Кориков А.М. – зав. каф. автоматизированных систем управления (АСУ) ТУСУР, заслуженный деятель науки РФ, д.т.н., профессор.

Московченко А.Д. – зав. каф. философии, д.ф.н., профессор.

Ехлаков Ю.П. – проректор по информатизации ТУСУР, д.т.н., профессор.

Шурыгин Ю.А. – первый проректор ТУСУР, заслуженный деятель науки РФ, д.т.н., профессор.

Уваров А.Ф. – проректор по экономике ТУСУР, к.э.н.

Шарыгин Г.С. – зав. каф. радиотехнических систем (РТС), д.т.н., профессор.

Пустынский И.Н. – зав. каф. телевидения и управления (ТУ), заслуженный деятель науки и техники РФ, д.т.н., профессор.

Шелупанов А.А. – зав. каф. комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем (КИБЭВС), д.т.н., профессор.

Осипов Ю.М. – зав. Отделением каф. ЮНЕСКО при ТУСУР, академик Международной академии информатизации, д.т.н., д.э.н., профессор.

Грик Н.А. – зав. каф. ИСР, д. ист.н., профессор.

ОРГАНИЗАЦИОННЫЙ КОМИТЕТ

Кобзев А.В. – председатель, ректор ТУСУР, д.т.н., профессор.

Ильющенко В.Н. – сопредседатель, проректор по НР ТУСУР, д.т.н., профессор.

Шурыгин Ю.А. – первый проректор ТУСУР, заслуженный деятель науки РФ, д.т.н., профессор.

Акулиничев Ю.П. – председатель совета по НИРС радиотехнического факультета (РТФ), д.т.н., профессор каф. радиотехнических систем (РТС).

Еханин С.Г. – председатель совета по НИРС радиоконструкторского факультета (РКФ), д.ф.-м.н., профессор каф. конструирования узлов и деталей РЭС (КУДР).

Кочубинский В.П. – председатель совета по НИРС факультета вычислительных систем (ФВС), зам. зав. каф. компьютерных систем в управлении и проектировании (КСУП), к.т.н., доцент.

Мицель А.А. – председатель совета по НИРС факультета систем управления (ФСУ), д.т.н., профессор каф. автоматизированных систем управления (АСУ).

Орликов Л.Н. – председатель совета по НИРС ФЭТ, д.т.н., профессор каф. ЭП.

Казакевич Л.И. – председатель совета по НИРС гуманитарного факультета (ГФ), к.ист.н., доцент каф. ИСР.

Ярымова И.А. – зам. зав. отделения послевузовского профессионального образования (ОППО) ТУСУР, к.б.н.

ПОРЯДОК РАБОТЫ, ВРЕМЯ И МЕСТО ПРОВЕДЕНИЯ

Работа конференции будет организована в форме пленарных, секционных и стендовых докладов.

Конференция проводится

с 4 по 7 мая 2006 г.

**в Томском государственном университете
систем управления и радиоэлектроники**

Регистрация участников будет проводиться

**перед пленарным заседанием в главном корпусе ТУСУР
(пр. Ленина, 40) в актовом зале 4 мая с 9:00 до 10:00.**

СЕКЦИИ КОНФЕРЕНЦИИ

- Секция 1. РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН** – *председатель Шарыгин Г.С., зав. каф. РТС, д.т.н., профессор; зам. председателя Тисленко В.И., к.т.н., доцент каф. РТС*
- Секция 2. ЗАЩИЩЕННЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ** – *председатель Голиков А.М., к.т.н., доцент каф. РТС*
- 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., к.т.н., доцент каф. ТУ*
- Секция 4. ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ. ТЕХНИЧЕСКАЯ ЭКСПЛУАТАЦИЯ РАДИООБОРУДОВАНИЯ** – *председатель Масалов Е.В., д.т.н., профессор каф. КИПР, зам. председателя Михеев Е.Н., м.н.с.*
- Подсекция 4.1. ПРОЕКТИРОВАНИЕ БИМЕДИЦИНСКОЙ АППАРАТУРЫ** – *председатель Еханин С.Г., д.ф.-м.н., профессор каф. КУДР*
- Подсекция 4.2. КОНСТРУИРОВАНИЕ И ПРОИЗВОДСТВО РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ** – *председатель Михеев Е.Н., м.н.с.*
- Секция 5. ИНТЕГРИРОВАННЫЕ ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ** – *председатель Катаев М.Ю., д.т.н., профессор каф. АСУ*
- Секция 6. КВАНТОВАЯ, ОПТИЧЕСКАЯ И НАНОЭЛЕКТРОНИКА** – *председатель Шарангович С.Н., зав. каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н., доцент; зам. председателя Буримов Н.И., к.т.н., доцент каф. ЭП*
- Секция 7. ФИЗИЧЕСКАЯ И ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА** – *председатель Троян П.Е., зав. каф. ФЭ, к.т.н., доцент*
- Секция 8. РАСПРЕДЕЛЁННЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ И СИСТЕМЫ** – *председатель Ехлаков Ю.П. проректор по Информатизации ТУСУР, зав. каф. АОИ, д.т.н., профессор; зам. председателя Сенченко П.В., к.т.н., доцент каф. АОИ*
- Секция 9. АВТОМАТИЗАЦИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ** – *председатель Шелупанов А.А., зав. каф. КИБЭВС, д.т.н., профессор; зам. председателя Раводин О.М., к.т.н., профессор каф. КИБЭВС*

Подсекция 9.1. ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИЯ ЭВС

Подсекция 9.2. КОМПЛЕКСНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ АВТОМАТИЗИРОВАННЫХ СИСТЕМ

Подсекция 9.3 КОМПЬЮТЕРНАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ

Секция 10. АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЕ СРЕДСТВА В СИСТЕМАХ УПРАВЛЕНИЯ И ПРОЕКТИРОВАНИЯ – *председатель* **Шурыгин Ю.А.**, *первый проректор ТУСУР, зав. каф. КСУП, д.т.н., профессор; зам. председателя* **Коцубинский В.П.**, *зам. зав. каф. КСУП, к.т.н., доцент*

Секция 11. МЕТОДЫ И СИСТЕМЫ ЗАЩИТЫ ИНФОРМАЦИИ. ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ – *председатель* **Ильюшенко В.Н.**, *проректор по НР ТУСУР, зав. каф. РЗИ, д.т.н., профессор; зам. председателя* **Загоскин В.В.**, *к.ф.-м.н., доцент каф. РЗИ*

Секция 12. ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА – *председатель* **Светлаков А.А.**, *зав. каф. ИИТ, д.т.н., профессор; зам. председателя* **Шидловский В.С.**, *к.т.н., доцент каф. ИИТ*

Секция 13. РАДИОТЕХНИКА – *председатель* **Титов А.А.**, *д.т.н., профессор каф. РЗИ; зам. председателя* **Семенов Э.В.**, *к.т.н., доцент каф. РЗИ;*

Секция 14. ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА – *председатель* **Семенов В.Д.**, *зам. зав. каф. ПрЭ по НР, к.т.н., доцент; зам. председателя* **Шевелев М.Ю.**, *к.т.н., доцент каф. ПрЭ*

Секция 15. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ В ТЕХНИКЕ, ЭКОНОМИКЕ И МЕНЕДЖМЕНТЕ – *председатель* **Мицель А.А.**, *д.т.н., профессор каф. АСУ; зам. председателя* – **Зариковская Н.В.**, *к.ф.-м.н., доцент каф. ФЭ*

Секция 16. ЭКОНОМИКА И УПРАВЛЕНИЕ – *председатель* **Осинов Ю.М.**, *зав. Отделением каф. ЮНЕСКО при ТУСУР, д.э.н., д.т.н., профессор; зам. председателя* – **Василевская Н.Б.**, *к.э.н., доцент каф. Экономики*

Секция 17. АНТИКРИЗИСНОЕ УПРАВЛЕНИЕ – *председатель* **Семглазов А.М.**, *д.т.н., профессор каф. ТУ; зам. председателя* – **Бут О.А.**, *ассистент каф. ТУ*

Секция 18. ЭКОЛОГИЯ И МОНИТОРИНГ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ – *председатель* **Карташов А.Г.**, *д.б.н., профессор каф. РЭТЭМ*

- Секция 19. БЕЗОПАСНОСТЬ ЖИЗНЕДЕЯТЕЛЬНОСТИ** – *председатель Хорев И.Е., д.т.н., профессор каф. РЭТЭМ; зам. председателя – Полякова С.А., к.б.н., доцент каф. РЭТЭМ*
- Секция 20. АКТУАЛЬНЫЕ ПРОБЛЕМЫ СОЦИАЛЬНОЙ РАБОТЫ В СОВРЕМЕННОМ ОБЩЕСТВЕ** – *Грик Н.А., зав. каф. ИСР, д.ист.н., профессор; зам. председателя – Казакевич Л.И., к.ист.н., доцент каф. ИСР*
- Секция 21. ФИЛОСОФИЯ И СПЕЦИАЛЬНАЯ МЕТОДОЛОГИЯ** – *председатель Московченко А.Д., зав. каф. Философии, д.ф.н., профессор; зам. председателя – Раутина М.Ю., к.ф.н., доцент каф. философии*
- Секция 22. ИННОВАЦИОННЫЕ ПРОЕКТЫ, СТУДЕНЧЕСКИЕ ИДЕИ И ПРОЕКТЫ** – *председатель Уваров А.Ф., проректор по экономике ТУСУР, к.э.н.; зам. председателя – Чекчеева Н.В., зам. директора Студенческого Бизнес-Инкубатора (СБИ)*
- Секция 23. АВТОМАТИЗАЦИЯ УПРАВЛЕНИЯ В ТЕХНИКЕ И ОБРАЗОВАНИИ** – *председатель Дмитриев В.М., зав. каф. ТОЭ, д.т.н., профессор; зам. председателя Андреев М.И., к.т.н., доцент ВКИЭМ*
- Секция 24. ПРОЕКТНАЯ ДЕЯТЕЛЬНОСТЬ ШКОЛЬНИКОВ** – *председатель Дмитриев И.В., директор ОЦ «Школьный университет», к.т.н.; зам. председателя – Шамина О.Б., начальник учебно-методического отдела ОЦ «Школьный университет», к.т.н., доцент*

Адрес оргкомитета:

**Россия, 634050, г. Томск, пр. Ленина 40, ТУСУР,
Научное управление (НУ), к. 205.
Тел.: 8-(3822)-51-47-57
E-mail: nirs@main.tusur.ru**

Материалы научных докладов, предоставленные на конференцию, опубликованы в сборнике «НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР – 2006», состоящем из пяти частей.

В 1 часть сборника включены доклады 1 – 7 секций.

Во 2 часть – доклады 8, 10, 11, 12 секций.

В 3 часть – доклады 9 секции.

В 4 часть – доклады 13 – 18 секций.

В 5 часть – доклады 19 – 24 секций.

СЕКЦИЯ 1

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

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

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ БОРТОВЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ

*Е.В. Андронов, аспирант; Г.Н. Глазов, д.ф.-м.н., проф.
ООО НПФ «МИКРАН», г. Томск, т.41-35-82, glazov@micran.ru*

В последние три года в НПФ «МИКРАН» под руководством первого автора был создан ряд синтезаторов частот (СЧ) сантиметрового диапазона для различных приложений, в том числе бортовых, т.е. для аппаратуры, устанавливаемой на борту самолетов, вертолетов, ракет. Накопленный опыт позволяет высказать и обосновать некоторые соображения по повышению эффективности бортовых СЧ.

Основная отличительная особенность бортового применения СЧ – высокие уровни механических воздействий (вибрации, акустические шумы, удары) и высокие эксплуатационные требования к живучести, надежности, габаритам, массе и энергопотреблению. Назначение бортовых СЧ, чаще всего, – бортовые РЛС (в дальнейшем при количественных оценках будем иметь в виду именно это приложение). Так, в когерентной бортовой РЛС многофункциональный СЧ дает сигналы для сеток частот первого и второго гетеродинов, зондирующего сигнала, для опорной и тактовой частот. Как правило, наиболее трудными для одновременного выполнения являются требования, как в режиме отсутствия воздействий, так и при воздействиях, по фазовым шумам (например, $-(90 \dots 140)$ дБн/Гц при отстройке 1 кГц), по скорости переключения частот (например, время переключения от долей до нескольких мкс), по уровню побочных спектральных составляющих (ПСС) (например, $-(70 \dots 90)$ дБн).

Все современные бортовые синтезаторы используют когерентный синтез, т.е. имеют один опорный генератор. До настоящего времени в этом качестве кварцевому генератору (КГ) не было альтернативы, независимо от того, был ли синтез прямым, косвенным или комбиниро-

ванным. Уже в режиме отсутствия внешних воздействий упомянутые выше требования близки к предельно выполнимым для однопетлевых СЧ сантиметрового диапазона. Отсюда вытекает требование, что гладкая часть вибрации не должна вызывать существенной деградации фазо-шумовых свойств СЧ.

Вибрационные частоты, воздействующие, например, на оборудование тактических ракет, простираются от нулевой частоты (постоянная составляющая ускорения вызывает постоянное смещение частоты рабочего генератора (РГ)) до максимальных частот порядка, скажем 50 кГц, что перекрывает диапазон доплеровских частот РЛС. Т.е. под действием вибрационно-индуцированных фазовых шумов снижается и чувствительность приемника, и диапазон измеримых доплеровских частот. Индуцированная вибрацией и акустическим шумом паразитная частотная модуляция несущей СЧ увеличивает фазовый шум, вызывая дополнительную деградацию эффективности СЧ. Величина этого эффекта зависит от ж-чувствительностей системы управления (РГ), самого этого генератора и опорного КГ. Первую можно сделать незначительной, вторая при выполнении генератора на компонентах поверхностного монтажа и с микрополосковым резонатором составляет порядок $10^{-7} \dots 10^{-6}$, третья теоретически составляет порядок $10^{-10} \dots 10^{-9}$, а с учетом кристаллодержателя – на порядок больше. Фактическое умножение частоты КГ (доходящей до 100 МГц) на N до частоты РГ увеличивает ж-чувствительность КГ на $20 \lg N$, образуя приведенную ж-чувствительность. Поскольку даже приведенная ж-чувствительность КГ много меньше ж-чувствительности РГ, привязка последнего к КГ петлей ФАПЧ отрабатывает флуктуации фазы РГ до уровня КГ в полосе петли. Однако вне полосы петли на выходной сигнал накладывается уже сумма фазовых шумов РГ и КГ. Игра взаимопротиворечивых требований по фазовым шумам, скорости перестройки и частотному шагу усложняют оптимальный выбор типа, порядка и полосы фильтра петли. Надо учитывать также, что кварцевый резонатор довольно чувствителен к негладким и нестационарным механическим воздействиям.

В итоге, с ростом эффективности бортовых радиоэлектронных систем, в частности, радиолокационных, все чаще традиционные решения СЧ не могут удовлетворить весь объем требований бортового применения. Существуют два пути разрешения этого кризиса. Первый – традиционный, далеко еще себя не исчерпавший набор приемов увеличения эффективности СЧ:

- оптимальный выбор типа, порядка и полосы фильтра петли;
- применение пассивных методов вибрационной защиты КГ: оптимальное изготовление кристалла; выбор типа среза (выбор кварце-

вой пластины SC-среза (вектрон) уменьшает, по некоторым данным, ж-чувствительность примерно в 2,5 раза в сравнении с АТ-срезом); оптимальная конструкция кристаллодержателя и, вообще, КГ; оптимальное расположение КГ на конструкции СЧ – как правило, ближе к центру конструкции, это дополнительно защищает КГ от акустических шумов; оптимальное расположение СЧ на борту (для чего, в частности, необходимо определить суммарный спектр вибраций и ударов, а также резонансные механические характеристики поддерживающих структур, что не так-то просто); подвеска кристаллодержателя на системе амортизаторов; использование двух резонаторов, электрически соединенных последовательно, но с антипараллельными нормальными к кристаллу составляющими вектора ж-чувствительности и т.п.;

– применение активных методов вибрационной защиты КГ: установка датчиков ускорения, калиброванных по трем осям, или определяющих амплитуду ускорения по направлению вектора ж-чувствительности, и компенсация фазовых уходов КГ, индуцированных вибрацией, с помощью сигналов этих датчиков; установка ускорительно-чувствительного конденсатора в подстроечной цепи; использование поляризационного эффекта в резонаторах с двойным вращением плоскости поляризации и т.п.

Другой путь, предложенный еще в семидесятые годы XX века, но практически не освоенный как рутинный до сих пор, связан с использованием высокодобротных резонаторов непосредственно на синтезируемых частотах, например, в сантиметровом диапазоне. Такими являются, например, некоторые керамические и диэлектрические резонаторы. Так, керамический резонатор на лейкосапфире имеет, с одной стороны, высокую добротность, сравнимую, а иногда превышающую приведенную добротность КГ. Генератор сантиметрового диапазона на таком резонаторе будет иметь очень низкий уровень фазовых шумов при умеренных отстройках. С другой стороны, генератор на таком резонаторе, выполненный в интегральной технологии, имеет очень малую ж-чувствительность. Таким образом, одновременно решаются проблемы и собственных, и индуцированных вибрацией фазовых шумов СЧ. Кроме того, на порядки снижается чувствительность к динамическим нестационарным механическим воздействиям.

Одним из препятствий на этом пути выступает существенная температурная зависимость резонансной частоты подобных резонаторов. Более того, направление и величина вектора ж-чувствительности могут существенно меняться с температурой. Необходима термостабилизация. Она может быть пассивной или активной, возможно и одновременное применение обоих типов.

Для данного обсуждения интересна возможность термостабилизации с помощью петли ФАПЧ на основе КГ, имеющего, как известно, малый температурный ход. Казалось бы, мы снова вернулись к рутинному варианту косвенного синтеза. Но это не так. На этот раз фильтр петли делается очень узкополосным, чтобы отрабатывать очень медленные температурные изменения. Вследствие этого, ни вибрационная чувствительность КГ, ни его собственные фазовые шумы в полосе петлевого фильтра, ни тепловые шумы в этой полосе не оказывают существенного влияния на выходной сигнал СЧ.

КЛАССИФИКАЦИЯ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ

Е.В. Андронов, аспирант; Г.Н. Глазов, д.ф.-м.н., проф.

ООО НПФ «МИКРАН», г. Томск, т.41-35-82, glazov@micran.ru

Современный синтезатор частот (СЧ) это устройство, которое под действием внешнего электрического управления генерирует одну (реже – несколько) частоту из обусловленного множества частот. В это множество могут входить тысячи, миллионы и даже миллиарды частот, в зависимости от области применения СЧ, располагаемые, как правило, равномерно с некоторым шагом. Обычно СЧ предоставляет возможность достаточно быстрого переключения в произвольный момент времени с текущей частоты на произвольную частоту обусловленного множества. Благодаря своим замечательным свойствам, СЧ используются буквально во всех радиотехнических системах – передачи данных, радиосвязных (связь наземная и космическая, стационарная и мобильная, двух- и многопозиционная), радиолокационных (радиолокация импульсная и непрерывно-сигнальная, доплеровская, дальномерная, высотомерная, ближняя, пассивная, контроля огня, ложные радиолокационные цели), разведывательных, радионавигационных, телевизионных, телеметрических, радиоастрономических, радиоэлектронной борьбы и активного противодействия, радиоконтроля эфира, глобального ориентирования, радиоизмерительных, метрологических частоты и времени, испытательных. Непрерывно ужесточающиеся требования приложений, с одной стороны, прогресс в цифровой технике, в построении сверхстабильных и сверхточных генераторов, сверминиаюризация и интеграция, с другой стороны, привели к огромному разрастанию числа типов и подтипов СЧ. Выбор структурных и схемотехнических решений СЧ определяется такими требованиями, как диапазон выходных частот, шаг сетки частот, время переключения

с одной частоты на другую, точность установки новой частоты при переключении, кратковременная и долговременная стабильности частоты, уровень побочных составляющих, устойчивость к вибрации, акустическому шуму, ударам, изменению метеоусловий. В свою очередь, этот выбор влияет на стоимость, массу, габаритные размеры. В то же время в известной нам литературе нет сколь-нибудь полной классификации СЧ и обслуживающей ее кодификации, тем более нужных, что при очевидном постоянном возрастании необходимости оптимального проектирования не существует ни лучшего метода синтеза, ни лучшей структуры СЧ, обеспечивающих удовлетворение всех предъявляемых в конкретном приложении требований.

Методы синтеза частот разделяются на прямые (A_1) (множество частот образуется прямыми линейными и нелинейными преобразованиями опорных частот), косвенные (A_2) (множество частот образуется с помощью отдельных управляемых и регулируемых генераторов, привязанных к опорным частотам) и непосредственного цифрового синтеза (A_3) (монохроматические колебания с частотами обусловленного множества создаются цифровой техникой с помощью вычислительных алгоритмов).

Участвующие в прямом синтезе фильтры могут быть аналоговыми (B_1), цифровыми (B_2), на поверхностно-акустических волнах (ПАВ) (B_3) или основанными на каком-либо другом эффекте (B_4).

В зависимости от числа опорных источников различают когерентный синтез (B_1) (один опорный источник) и некогерентный синтез (B_2) (два или несколько источников).

Привязка в косвенном синтезе может производиться с помощью петель фазовой автоподстройки (Γ_1) (ФАП), частотной автоподстройки (Γ_2) (ЧАП), частотно-фазовой автоподстройки (Γ_3) (ЧФАП), иных методов (Γ_4). Эти петли отличаются видом дискриминатора.

Привязываемый генератор управляется через петлю напряжением (D_1) (ГУН) с помощью варикапа, током (D_2) (ГУТ) с помощью ЖИГ-резонатора, или иным способом (D_3).

При косвенном синтезе петля может быть аналоговой (E_1) или цифровой (E_2). В последнем случае для приведения частот опорного и управляемого генераторов к рабочей частоте дискриминатора в петле ставятся делители частоты. Они могут быть с фиксированным коэффициентом деления ($Ж_1$) (ДФКД) или с переменным коэффициентом деления ($Ж_2$) (ДПКД). ДПКД управляются сигналами извне и могут быть с целым коэффициентом деления ($З_1$) или с дробным коэффициентом деления ($З_2$) (ДДПКД). Последние предоставляют СЧ важные преимущества, однако являются источником помех дробности (ПД).

Многочисленные способы борьбы с ПД разделяются на методы рационального изменения во времени (I_1), методы компенсации ПД (I_2), комбинированные методы (I_3). Методы компенсации могут быть аналоговыми (K_1), цифровыми (K_2), аналогово-цифровыми (K_3).

При косвенном синтезе может быть одно преобразование частоты (J_1), два преобразования частоты (J_2), три или более преобразований частоты (J_3). Структура петель может быть различна, различают последовательные и параллельные петли; всего может быть одна петля (M_1), две петли (M_2), три или более петель (M_3).

Фильтр в петле привязки может быть первого (H_1), второго (H_2) или более высокого порядка (H_3). Для уменьшения ошибки слежения чаще всего применяют фильтр второго порядка с «идеальным интегратором».

Аналоговая петля может включать (O_2) или не включать (O_1) дополнительную грубую настройку.

В узкополосных петлях привязки косвенных СЧ для расширения захвата регулирования применяется (P_2) или не применяется (P_1) качание частоты с помощью качания напряжения в цепи управления.

Смесители преобразователей частоты могут быть построены на одном транзисторе или диоде (P_1), по балансной схеме с двумя транзисторами или диодами (P_2), по двойной балансной схеме на диодах (P_3), по схеме параметрического смещения (P_4).

Двойной балансный диодный смеситель может быть класса I (C_1) (в каждом плече по одному диоду), класса II (C_2) (в каждом плече либо два диода, либо диод и прецизионный резистор), класса III (C_3) (в каждом плече диод, последовательно с которым соединенные в параллель прецизионный резистор и конденсатор).

ГУНЫ и ГУТЫ строятся, в основном, по схеме емкостной трехточки (генератор Колпитца) на биполярном или полевом транзисторе с общей базой (общим затвором). Резонаторы управляемых генераторов строятся на сосредоточенных реактивных элементах (T_1), на отрезках линий передачи (T_2), на кварце (T_3), на ЖИГ-сфере (T_4), с включением керамики (T_5) или лейкосапфира (T_6).

Иногда для уменьшения фазовых шумов диапазон рабочих частот управляемого генератора разбивается на поддиапазоны путем электронного подключения к резонатору разных конденсаторов с помощью *p-i-n*-диодов. Возможны варианты: без разбивания (Y_1), два поддиапазона (Y_2), три или более поддиапазонов (Y_3).

В цифровых петлях ФАП и ЧФАП применяются дискриминаторы типа «выборка-запоминание» (Φ_1), на логических элементах (Φ_2), смешанные (Φ_3).

В связи с различием требований к СЧ и вытекающим отсюда различием их структуры, имеет смысл разделять СЧ по диапазонам волн: метрового и более низкочастотных (X_1), дециметрового и сантиметрового (X_2), миллиметрового (X_3).

В зависимости от носителя аппаратуры, в которую входит СЧ, их можно разделить на стационарные ($Ц_1$), подвижные наземные или надводные ($Ц_2$), подвижные воздушные ($Ц_3$) (самолетные, вертолетные, ракетные), космические ($Ц_4$).

ПОГОННОЕ ОСЛАБЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН УКВ-ДИАПАЗОНА В ЛЕСНОЙ СРЕДЕ

Е.Б. Атутов, аспирант; Ю.Л. Ломухин, зав. лабор., д.ф.-м.н., проф.

Отдел физических проблем при президиуме

*Бурятского Научного Центра СО РАН (БНЦ СО РАН), г. Улан-Удэ,
т. 43-46-64, evgeniy_atutov@mail.ru*

В реальных условиях на пути распространения радиоволн часто встречаются лесные участки. Поэтому изучение особенностей ослабления волн в лесных средах важно как для создания систем радиосвязи, так и для их ЭМС[1,2,3].

Целью данной работы является теоретическое исследование ослабления электромагнитных волн в лесу.

На основе теории многократного рассеяния разработана теоретическая модель распространения электромагнитного поля в лесной среде.

Среда моделировалась композитными рассеивающими элементами, состоящие из внешнего и внутреннего цилиндра с соответствующими диэлектрическими проницаемостями: внешний цилиндр характеризует крону, внутренний- ствол дерева. Цилиндры конечной высоты располагались на плоскости по распределению Пуассона. Источник- элементарный диполь, излучающий поле $\vec{E}$, вектор которого параллелен осям цилиндров (вертикальная поляризация), расположен на некоторой высоте над поверхностью П.

Использование метода погружения в максимально упакованную среду позволило вычислить ряд многократного отражения. А именно, из выражения равенства поля для точечного источника в сплошной среде и поля в среде из плотно упакованных рассеивающих элементов определяется множители стоящие во 2-м, 3-ем и т.д. членах ряда многократного отражения. При этом, как показывает сравнение расчетов среднего поля для УКВ диапазона с проведенными экспериментами и

известными экспериментальными данными, вполне достаточно ограничится первыми двумя членами ряда (приближение Борна).

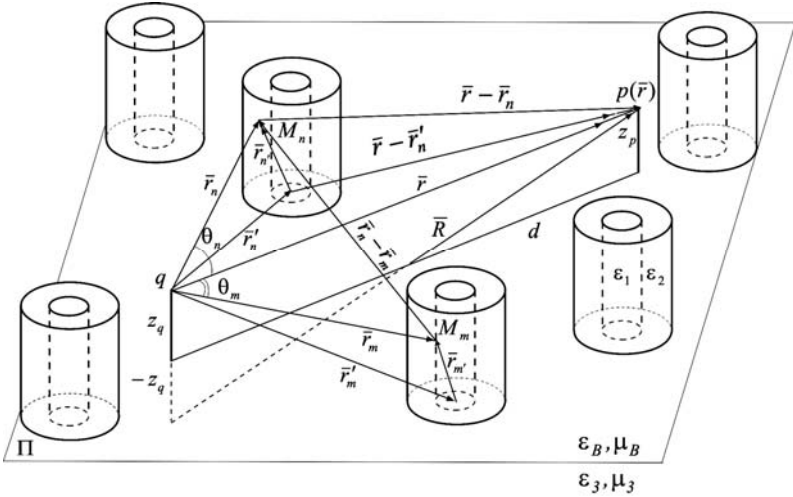


Рис. 1. Постановка задачи

Рассмотрим среднее поле в экспоненциальной зоне. Если лес достаточно плотный и высокий, то на малых расстояниях имеем

$$W \approx \psi_0 e^{-i\text{Re}(k_1 - k_0)r} e^{-\text{Im}(k_1 - k_0)r}. \quad (1)$$

Здесь ψ_0 – множитель учитывающий ослабление земной поверхностью [4]; k_0 – волновое число в свободном пространстве; $k_1 = k_0 \sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}$; $\epsilon_{\text{эф}} = (a_1/a_2)^2 (\epsilon_1 - \epsilon_2) + \epsilon_2$; a_1, a_2 – соответственно, радиусы внутреннего и внешнего цилиндра. Диэлектрическая проницаемость ствола дерева[5]:

$$\epsilon_1 = 40 - i \left(\frac{1,5}{f_{\text{ГГц}}} + 2 f_{\text{ГГц}} \right).$$

Из (1) можно получить оценку погонного ослабления среднего поля:

$$\gamma = 2k_0 \text{Im}(\sqrt{\epsilon_{\text{эф}}} - 1) \frac{\text{дБ}}{\text{м}}. \quad (2)$$

Здесь неопределенным параметром является a_2 . При условии плотного леса его можно определить из следующих рассуждений. Если среднее количество деревьев на один квадратный метр σ , то на пло-

щади 100 м^2 находится 100σ деревьев. Допустим, что деревья растут так, что их кроны не перекрываются, а касаются друг друга. Тогда на стороне квадрата $10 \times 10 \text{ м}$ расположено $\sqrt{100\sigma}$ деревьев, то есть можем записать $2a_2\sqrt{100\sigma}=10$ или $a_2=1/2\sqrt{\sigma}$.

На рис. 2 представлен расчет по формуле (2) коэффициента погонного ослабления для частоты $f=110 \text{ МГц}$, $\sigma=0,1$. Здесь же нанесены и экспериментальные данные, заимствованные из работы [1].

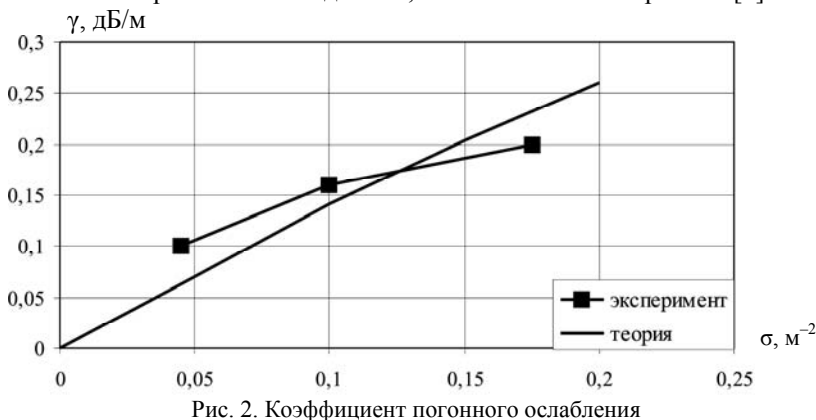


Рис. 2. Коэффициент погонного ослабления

Результаты показывают, что ослабление прямо пропорционально плотности лесной среды. Также видно, что для более высоких частот эта зависимость выражена сильнее.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, грант № 05-02-97205.

ЛИТЕРАТУРА

1. Доржиев Б.Ч., Плетнев В.И., Хомяк Е.М. // Распространение электромагнитных волн. Улан-Удэ: БФ СО АН СССР, 1987. С. 87.
2. Ломухин Ю.Л., Михайлова О.Г. // Радиотехника. 2000. № 3. С. 21.
3. Магазинникова А.Л., Якубов В.П. // РЭ. 1999. Т. 44. № 1. С. 5.
4. Фейнберг Е.Л. Распространение радиоволн вдоль земной поверхности. Из-во АН СССР.: 1961. 543 с.
5. Altman G.T., Sehneider A. Biophysical characterization of forests // JGARSS-87: Int. Ceosci and Remote Sens. Symp., Ann Arbor, 1987. New York, 1987. p. 821–826.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНТЕРВАЛА КОРРЕЛЯЦИИ ВРЕМЕННЫХ ПРОФИЛЕЙ ИНДЕКСА ПРЕЛОМЛЕНИЯ ПО ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫМ РЕЗУЛЬТАТАМ

Н.И. Демидов, студент 5 курса каф. РТС

ТУСУР, г. Томск, тел.: 8-913-811-75-05

Для решения задачи прогнозирования условий распространения электромагнитных волн по определенной трассе, необходимо полное описание высотных профилей (от 0 до 4000 м) индекса преломления N вблизи и на трассе распространения. Указанные профили можно получить только путем пространственно-временной интерполяции и экстраполяции имеющихся единичных измерений. В свою очередь, для решения задачи экстраполяции временных профилей индекса преломления N необходимы данные о форме и числовых характеристиках (интервалах корреляции) пространственно-временной ковариационной функции поля индекса преломления [4].

В данной работе произведена оценка интервала корреляции путем статистической обработки имеющихся временных профилей индекса преломления. Эти данные были получены в НИИ РТС в ходе выполнения НИР в октябре 1983 и в августе 1984 гг. в районе п. Взморье на побережье Охотского моря. Одновременно оценивалась синоптическая обстановка в районе измерений, поэтому все данные поделены на три группы: группу зоны фронта, зоны циклона и антициклона. Данные получены с помощью рефрактометра, установленного на берегу.

Временные профили снимали сеансами, между которыми имеют-ся трехчасовые интервалы. Длительность каждого сеанса составляет один час. Следует отметить, что сложность обработки заключается не только в ограниченном количестве измеренных результатов. Многие сеансы содержали грубые промахи, а некоторые сеансы и вовсе отсутствовали. В результате, было решено недостающие данные получить с помощью интерполяции соседних отчетов внутри сеанса или результатов измерений, произведенных в соседних сеансах – для пропущенных временных сеансов.

Программно реализован следующий алгоритм статистической обработки:

- 1) Профили сгруппированы по времени изменения и синоптической обстановке. По времени измерения группы образуют профили, полученные 10, 11 и 16 октября 1983 г.; 20 августа 1984 г., 24 августа 1984 г. Выделены три синоптические ситуации: циклон, антициклон и зона фронта.

2) Для каждой группы профилей определены средние значения, среднеквадратическое отклонение, структурная и ковариационная функции.

3) Для каждого профиля N определены среднее значение m_n , среднеквадратическое отклонение σ_N и структурная функция $S(\Delta d)$, определяемая выражением

$$S(\Delta d) = \overline{[N(d) - N(d + \Delta d)]^2} \quad (2)$$

4) Определено значение интервала корреляции по уровню 0,5.

Предварительная обработка результатов измерений произведена в работе [3]. В указанной работе оценивались структурная, корреляционная функции и интервал корреляции для часового сеанса. В этом случае было получено значение автокорреляционной функции только в области сильной корреляции, то есть от 1 до 0,9–0,95, что затрудняет интерполяцию автокорреляционной функции на всем интервале и увеличивает погрешность оценки интервала корреляции. Для устранения указанных недостатков были проведены оценки структурной и корреляционной функции и интервала корреляции между сеансами, разнесенными по времени измерений, которое кратно трем часам.

В частности, на рисунках 1 и 2 представлена нормированная корреляционная и структурная функции для зоны фронта.



Рис. 1. Корреляционная функция для зоны фронта



Рис. 2. Структурная функция для зоны фронта

Результаты обработки позволяют дать количественную оценку интервала корреляции по времени в зависимости от синоптической ситуации. В нашем случае интервал временной корреляции для различных синоптических ситуаций изменялся от семи до двенадцати часов. Полученные данные не противоречат действительности и по характеру поведения совпадают с [3], так, например, максимальное значение интервала корреляции соответствует зоне циклона, а мини-

мальное – зоне фронта. В отчете [3] временной интервал корреляции изменяется в среднем от двух до восьми часов. Указанное расхождение требует привлечения дополнительных методик обработки и статистического материала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Хитни Г.В., и др. Распространение радиоволн в тропосфере. Обзор // ТИИ-ЭР. 1985. Т. 73. N 2. С. 106–127.
2. Акулиничев Ю.П., Ровкин М.Е. и др. Пространственно-временная изменчивость пространственных спектров высотных профилей индекса преломления // Труды XX Всероссийской научной конференции «Распространение радиоволн». Н.-Новгород. 2002. С. 182–183
3. Отчет по 6 этапу НИР «Шагун – РВО». Томск, ТУСУР, 2003.
4. Материалы Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых специалистов «Научная сессия ТУСУР-2005» 26–28 апреля 2005 г. Томск. Россия. Ч. 1. С. 9–11.

СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ ДИАПАЗОНА 910–940 МГц

*А.В. Горевой, студент 5 курса РТФ;
А.А. Тунгусов, инженер ООО «НПФ Микран»
ТУСУР, г. Томск, imz@ngs.ru*

Данный синтезатор является составной частью более сложного многопетлевого синтезатора частот.

Технические требования:

1. Диапазон частот 910-940 МГц
2. Шаг перестройки 1 МГц
3. Уровень выходной мощности 11 дБм
4. Уровень фазовых шумов (ФШ) на отстройках от несущей: минус 135 дБн/Гц – 1 кГц, минус 145 дБн/Гц – 10 кГц и минус 150 дБн/Гц – 100 кГц
5. Уровень побочных спектральных составляющих (ПСС) по отношению к несущей минус 80 дБ
6. Требования к уровням гармонических составляющих основной частоты не оговаривались

Структурная схема синтезатора и описание работы

Используется косвенный метод синтеза с ФАПЧ, поскольку позволяет с наименьшими материальными затратами достичь требуемых уровней ФШ и ПСС на частотах близких к 1 ГГц. Структурная схема синтезатора приведена на рис. 1.

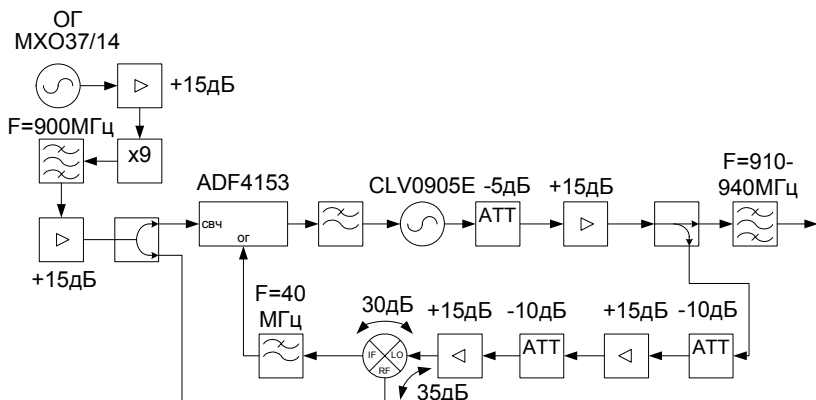


Рис. 1. Структурная схема синтезатора

От классической схемы синтезатора с ФАПЧ пришлось отказаться из-за высоких требований к уровню ФШ. В качестве опорного генератора использован кварцевый генератор МХО37/14 с выходной частотой 100 МГц. После умножения частоты на 9 опорный сигнал подается на СВЧ вход микросхемы синтезатора частот ADF4153, содержащей в своем составе делителя с переменным коэффициентом деления и фазовый детектор (ФД). На другой вход (вход опорного генератора (ОГ)) микросхемы приходит сигнал разностной частоты между опорным сигналом и сигналом управляемого генератора (ГУН) CLV0905E, которые отличаются на 10-40 МГц. Перестройка синтезатора производится сменой коэффициентов деления частот сигналов на входах микросхемы. Коэффициент деления опорной частоты изменяется в пределах 45-90, разностной – 1 или 2. С выхода микросхемы снимается сигнал рассогласования по фазе между сигналами на выходах ФД, используемый для управления ГУН, генерирующим выходной сигнал синтезатора.

Пусть синтезатор настроен на частоту 910 МГц, тогда разностная частота на входе ОГ микросхемы равна 10 МГц. В этом случае коэффициент деления частоты на входе СВЧ равен 90 ($900/90 = 10$ МГц). Для получения частоты 920 МГц коэффициент деления (N) частоты на входе СВЧ изменяется с 90 на 45. При этом на одном входе ФД появляется сигнал с частотой 20 МГц, а на другом остается равным 10 МГц. На выходе ФД появляется сигнал рассогласования по фазе между сигналами на его входах, который после фильтрации управляет частотой ГУНа (увеличивая ее на 10 МГц) до достижения равенства фаз на входах ФД. Для получения частоты из диапазона 920–940 МГц

применяется деление частоты на входе ОГ на 2. Как видно из схемы и принципа работы синтезатора, шаг перестройки обратно пропорционален коэффициенту деления N , поэтому получить равномерную перестройку по диапазону, имея целочисленные коэффициенты деления, невозможно. Проблема решается с помощью делителей с дробным коэффициентом деления, входящих в состав микросхемы СЧ.

Расчет уровней ФШ синтезатора

Исходными данными для расчета являются: ширина полосы пропускания петлевого фильтра $\Delta f = 150$ кГц, уровни ФШ опорного сигнала после умножения частоты, дБн/Гц, – 121, – 129 и – 132 на отстройках от несущей 1, 10 и 100 кГц, соответственно, уровни ФШ ГУН, дБн/Гц, – 114 и – 134 на отстройках от несущей 10 и 100 кГц, соответственно, собственный уровень шума микросхемы синтезатора – 217 дБн/Гц, частота сравнения 10–20 МГц, изменяющаяся с шагом 1 МГц, и коэффициент деления R частоты сигнала на входе ОГ-1 или 2. Уровень ФШ синтезатора является суммой уровней ФШ микросхемы в петле ФАПЧ, ГУН и опорной частоты после умножения. Уровень ФШ микросхемы в петле рассчитывается следующим образом.

$$\text{ФШ} = \text{ФШ}_0 + 10 \lg(f_{\text{cp}}) + 20 \lg(R) \quad (1)$$

Подставляя имеющиеся значения, получим, что уровень ФШ микросхемы изменяется в пределах минус 138 – минус 147 дБн/Гц. Ширина полосы пропускания петлевого фильтра выбрана равной 150 кГц для снижения уровня ФШ ГУН на отстройках до 100 кГц, что позволяет не учитывать ФШ ГУН при расчете суммарного уровня фазовых шумов. Использовать фильтр с большей полосой пропускания нельзя, поскольку, это приведет к недопустимому росту ПСС. Отсюда следует, что уровень ФШ синтезатора определяется только уровнем ФШ опорной частоты, который ниже требуемого.

АВТОМАТИЧЕСКАЯ КАЛИБРОВКА МИКРОВОЛНОВОГО РАДИОМЕТРА

*М.Ю. Громов, студент 5 курса гр. 361-7 ФЭТ
ТУСУР, г. Томск*

Важное место в дистанционных исследованиях различных природных сред занимает микроволновая радиометрия [1, 2], как один из методов изучения различных физических явлений, происходящих внутри объектов, путем проведения измерений электромагнитных колебаний в области микроволн, создаваемых собственным тепловым

излучением этих объектов. Пассивное зондирование природных сред в натуральных условиях требует применение малогабаритных переносных радиометров, способных стабильно работать в переменных климатических условиях, сохраняя при этом высокую точность.

На рис. 1 приведена структурная схема микроволнового радиометра высокой чувствительности с усовершенствованным входным блоком [3, 4], позволяющая осуществлять произвольный выбор диапазона измерения сигнала антенны применяя для этого один источник шумового сигнала.

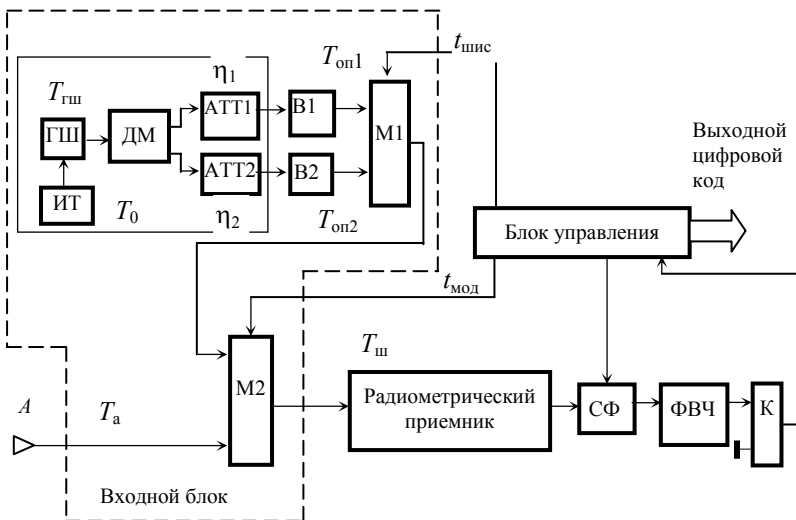


Рис. 1. Структурная схема микроволнового радиометра

В состав радиометра входят антенна A , радиометрический приемник, управляемый синхронный фильтр СФ, фильтр верхних частот ФВЧ, аналоговый компаратор К, блок управления. Входной блок включает два идентичных модулятора М1, М2 и один образцовый генератор ГШ на шумовом диоде, питаемый источником неизменного тока ИТ. Для формирования двух опорных сигналов, во входном устройстве установлены делитель мощности пополам ДМ, два регулируемых аттенюатора АТТ1 и АТТ2, два вентиля В1 и В2. Во входном блоке вырабатываются два опорных шумовых сигнала $T_{оп1}$ и $T_{оп2}$ от одного источника – генератора ГШ. Делитель мощности пополам ДМ (мостовое соединение) осуществляет равное деление сигнала $T_{гш}$ генератора с постоянным фазовым сдвигом в полосе частот. С обоих выходов моста сигналы $T_{гш}/2$ поступают на соответствующие регулируемые аттенюаторы АТТ1 и АТТ2, изменением поглощения η_1 и η_2 в которых

происходит настройка радиометра на нужный диапазон измерений. Для снижения погрешностей радиометра, возникающих при изменении температуры рабочей среды прибора, генератор шума, питающий его источник тока, аттенюаторы термостатируются и находятся при одинаковой температуре T_0 .

Блок управления радиометром производит анализ логического выходного сигнала компаратора во вторых полупериодах симметричной модуляции $t_{\text{мод}}$. Авторегулирование нулевого баланса в радиометре происходит в ходе постоянного поддержания на входе компаратора измерительного тракта в интервалах времени для вторых полупериодов модуляции нулевого потенциала. Для этого блок управления вырабатывает широтно-импульсный сигнал длительностью $t_{\text{шис}}$, который поступает на управляющий вход модулятора М1. Изменение сигнала T_a приводит к тому, что напряжение на входе компаратора измерительного тракта радиометра в интервалах вторых полупериодов модуляции уже не будет равно нулю при неизменном $t_{\text{шис}}$. Сдвиг на временной диаграмме модуляционной последовательности сигналов относительно нулевой оси времени происходит за счет исключения постоянной составляющей напряжения фильтром высокой частоты.

Блок управления реагирует на изменение сигнала антенны (появление напряжения на входе компаратора в интервале $t_{\text{мод}}$ вторых полупериодов) соответствующим изменением длительности $t_{\text{шис}}$. В зависимости от направления изменения сигнала T_a блоком управления уменьшается (увеличивается) время подключения на вход приемника опорного сигнала $T_{\text{оп2}}$. Изменение $t_{\text{шис}}$ заканчивается в тот момент, когда будет достигнут нулевой потенциал на входе компаратора во вторых полупериодах модуляции.

Математическая модель функционирования радиометра по предложенному методу, когда сигнал антенны определяется через длительность $t_{\text{шис}}$ импульсного «подшумливания», имеет вид

$$t_{\text{шис}} = \frac{\eta_1 T_{\text{гш}} + 2(T_0 - T_a)}{T_{\text{гш}} (\eta_2 - \eta_1)} \times t_{\text{мод}}. \quad (1)$$

Флуктуационная чувствительность радиометра определяется из выражения

$$\Delta T_a = \frac{\sqrt{T_a (T_{\text{оп2}} + T_{\text{оп1}} + T_a + 4T_{\text{ш}}) + 2T_{\text{ш}}^2 - T_{\text{оп2}} T_{\text{оп1}}}}{\sqrt{2df\tau R}}, \quad (2)$$

где df – полоса приема, τ – постоянная времени синхронного фильтра НЧ тракта радиометра, R – количество переданных из блока управле-

ния в динамический интегратор цифровых кодов сигнала для накопления, $T_{\text{ш}}$ – шумовая температура приемника.

Максимальное значение порога обнаружения сигнала антенны, для которого нужно проводить расчет параметров радиометрического приемника и низкочастотного тракта, достигается при значении сигнала антенны $T_a = T_{\text{оп2}}$. Из (2) определяем

$$\Delta T_{a,\text{макс}} = \frac{T_{\text{оп2}} + T_{\text{ш}}}{\sqrt{df\tau R}}. \quad (3)$$

Произведение τR , характеризующее процедуру накопления сигнала для обеспечения необходимой чувствительности радиометра, находится из (3)

$$\tau R = \frac{(T_{\text{оп2}} + T_{\text{ш}})^2}{df\Delta T_{a,\text{макс}}^2}. \quad (4)$$

Обеспечение необходимой чувствительности радиометра непосредственно связано с выбором параметров низкочастотного тракта обработки сигналов, т.е. с выбором τ и R . Выбор постоянной времени синхронного фильтра τ непосредственно связан с динамикой работы контура авторегулирования нулевого баланса. Поэтому остается один параметр, манипулируя которым можно установить необходимый порог обнаружения сигнала. Это число R , которое связано с временем измерения.

Методика определения τ и R следующая. Пусть требуется обеспечить динамический диапазон измерений 100–300 К для приемника с шумовой температурой $T_{\text{ш}} = 200$ К и полосой приема $df = 100$ МГц. В этом диапазоне требуется обеспечить минимальный порог обнаружения сигнала 0,05 К ($\Delta T_{a,\text{макс}} = 0,05$ К). Частота модуляции в радиометре 1кГц, поэтому $t_{\text{мод}} = 500$ мкс.

Вначале определяются уровни опорных сигналов $T_{\text{оп1}}$ и $T_{\text{оп2}}$ - границы диапазона измерения: $T_{\text{оп2}} = T_{a,\text{макс}} = 300$ К, $T_{\text{оп1}} = T_{a,\text{мин}} = 100$ К.

Далее, используя (4) находим произведение $\tau R = 1$ с.

Для обеспечения необходимых динамических свойств системы регулирования выбираем $\tau = 30t_{\text{мод}} = 15 \times 10^{-3}$ с. Откуда $R \approx 67$.

Тогда, для периода модуляции 1мс время измерения составляет 67 мс (время накопления и получение одного результата измерения).

Дальнейшими действиями определяется требуемая разрядность выходного цифрового кода радиометра для обеспечения необходимой чувствительности. Количество минимальных значений сигнала антенны, которые укладываются на диапазоне измерения с учетом диапазона измерения $dfT_a = 200$ К, равно

$$N = \frac{dT_a}{\Delta T_{a, \max}} = 4000 . \quad (5)$$

Тогда, количество разрядов n выходного цифрового кода радиометра $n = \log_2 N = \log_2 4000$. Округлением до целого в большую сторону получаем разрядность кода $n = 13$.

Используя подобные вычисления для других структурных схем можно получить необходимые и достаточные данные для проектирования микроволновых радиометров.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Богородский В.В., Козлов А.И.* Микроволновая радиометрия земных покровов. Л.: Гидрометеиздат, 1985. 272 с.
2. *Арманд Н.А., Воронков В.Н., Никитский В.П., Панченко В.А. и др.* Перспективы исследований в области дистанционного зондирования Земли и экологического мониторинга // Радиотехника и электроника. 1998. Т. 43. №9. С. 1061–1069.
3. *Филатов А.В.* Нулевой микроволновый радиометр с дополнительной широко- импульсной модуляцией опорного сигнала после детектора // Радиотехника и электроника. 2005. Т. 50. №4. С. 504–512.
4. *Патент 2211455 РФ, МПК⁷ G01R 29/08, G01S 13/95.* Радиометр / А.В. Филатов. 2003. Бюл. №24.

КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ФУНКЦИЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ НА ОТКРЫТОЙ ТРАССЕ

В.Г. Корниенко, аспирант каф. РТС, м.н.с.; В.Ю. Лебедев, к.т.н.
ТУСУР, г. Томск, т. 41-38-89, rwplab@orts.tomsk.ru

Многопозиционные радиотехнические системы (РТС), использующие временные методы определения координат объекта, требуют синхронизации шкал времени (ШВ) в отдельных позициях. В настоящее время можно говорить о требованиях к точности порядка единиц наносекунд при расстояниях между позициями порядка нескольких десятков километров. Основными причинами, влияющими на точность синхронизации ШВ являются граница раздела двух сред и структура нижнего слоя тропосферы. [1]

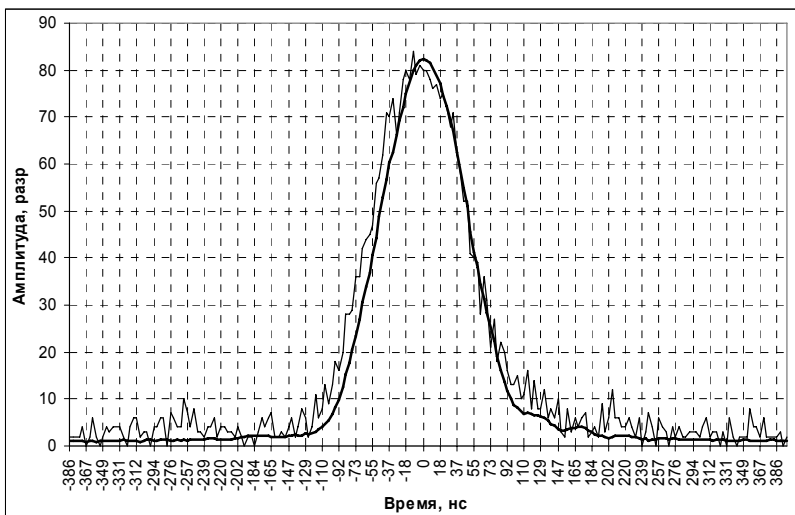
Системы для синхронизации ШВ могут быть построены по разным принципам. Используемая аппаратура построена на принципе излучения закодированной метки времени (МВ) в центральном пункте, приеме МВ в периферийном пункте, синхронизации по ней своей МВ и переизлучении ее с целью измерения расстояния до периферийного пункта. Принцип работы аппаратуры описан в [2].

Целью данной работы является предоставление предварительных результатов исследования системы синхронизации (СС) с использованием широкополосного сигнала (ШПС), в том числе, корреляционной функции принимаемого сигнала на приемном конце при прохождении сигнала через трассу и оценок флуктуации времени задержки сигнала на этой же трассе.

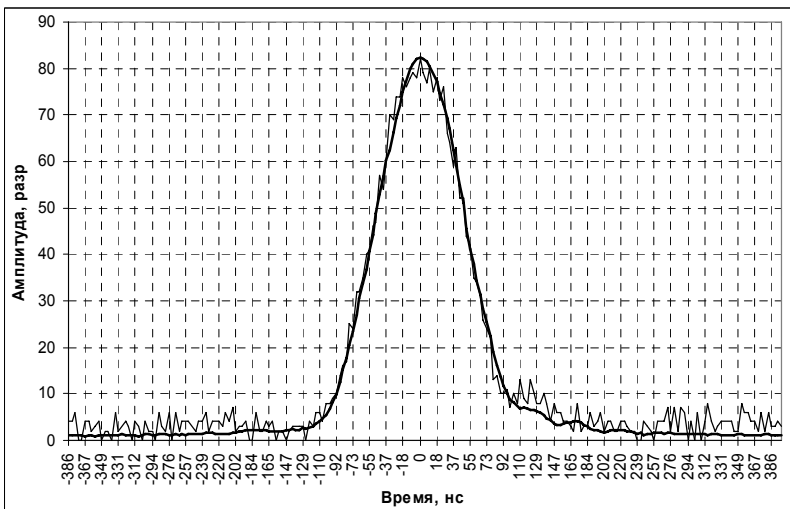
Аппаратура позволяет оценивать форму корреляционной функции (КФ) и использовать ее характеристики для определения момента прихода.

КФ измеряется по следующей методике: по запросу ЭВМ, соединенной с блоком СС, аппаратура СС прекращает слежение за ПСП, запоминая текущее положение фазы ПСП. Далее в аппаратуре происходит сдвиг опорной ПСП на 400 нс «назад» и периодически наращается сдвиг ПСП на 3,7 нс «вперед» с одновременной фиксацией в памяти амплитуды КФ. При достижении сдвига ПСП 800 нс происходит возврат фазы ПСП к текущему значению и возобновление режима слежения. Таким образом, КФ снимается за интервал времени около 0,1 с. Образцы КФ снимаются каждые 10 с и сохраняются в файле на ЭВМ. Оценки флуктуации момента прихода МВ происходит между снятиями формы КФ каждую секунду. Таким образом, с учетом временных масштабов, можно считать, что получение КФ и момента прихода происходят одновременно.

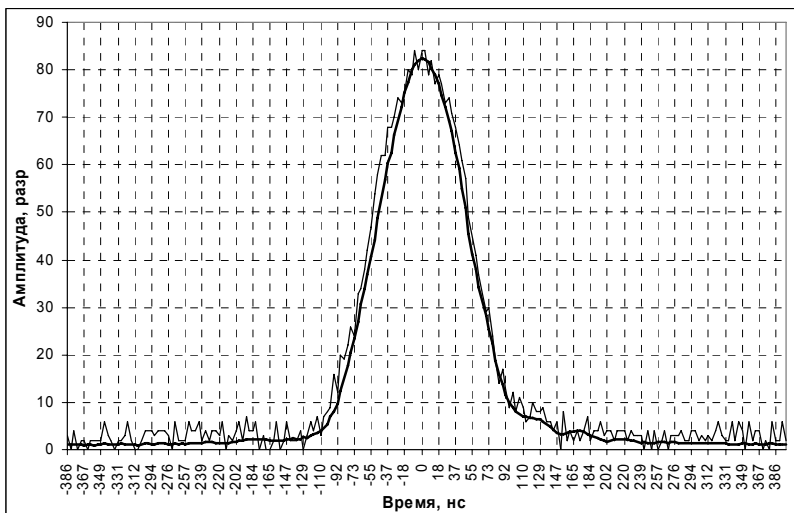
На рис. 1 (а, б, в, г) тонкой линией изображены 4 последовательно измеренные реализации КФ в центральном пункте при приеме сигнала периферийного пункта при прохождении сигнала через трассу на частоте 625 МГц. Толстой линией наложены «аппаратные» КФ, измеренные при соединении центрального и периферийного пунктов кабелями с введенным ослаблением, имитирующем ослабление сигнала на трассе.



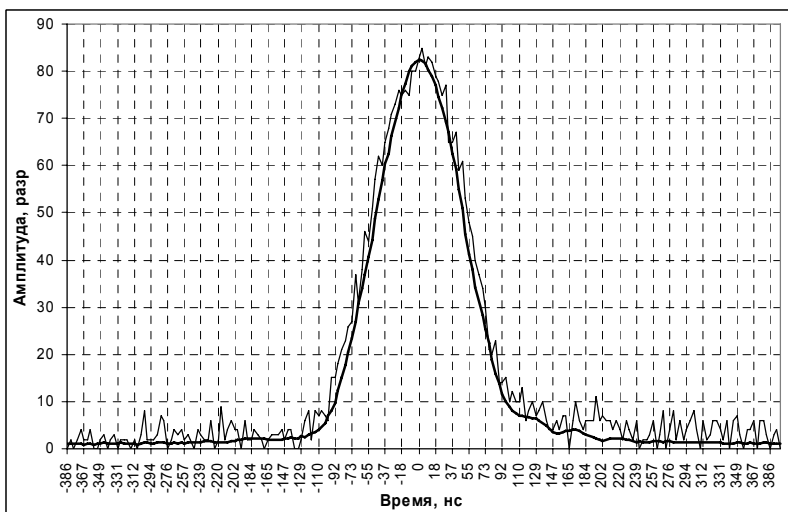
a



б



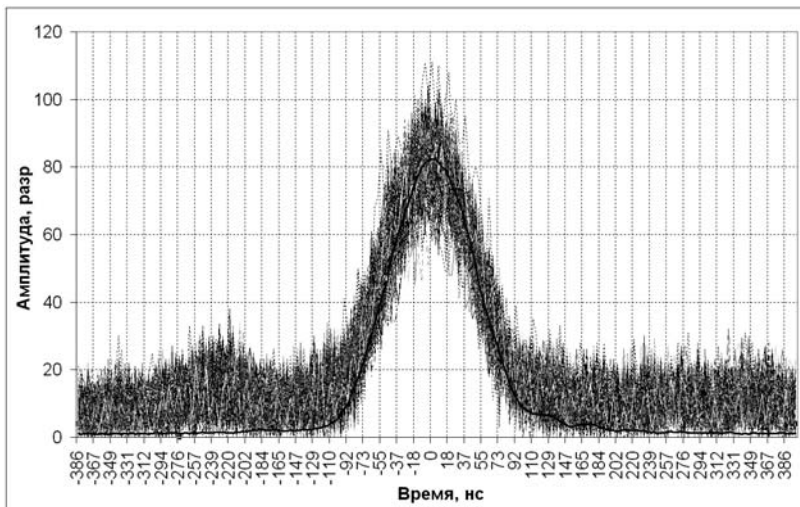
а



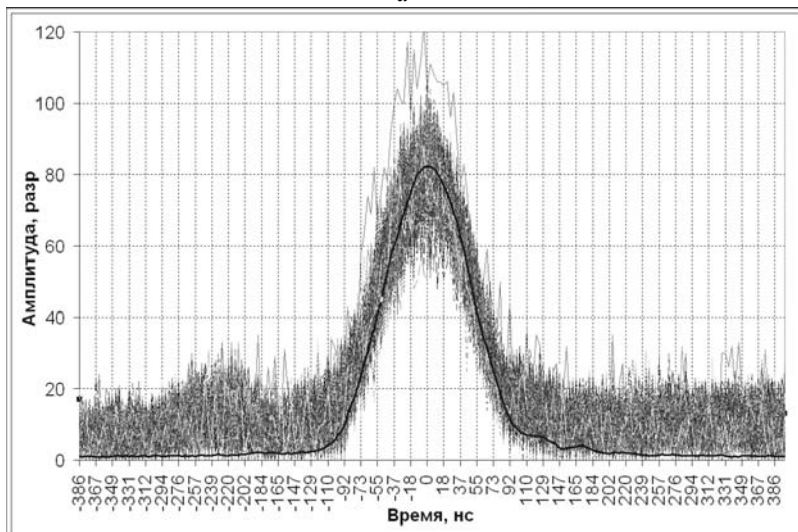
б

Рис. 1. Мгновенные реализации КФ

На рис. 2 (а, б) тонкой линией изображены по 200 реализаций КФ, измеренных в центральном пункте. Толстой линией наложены «аппаратные» КФ.



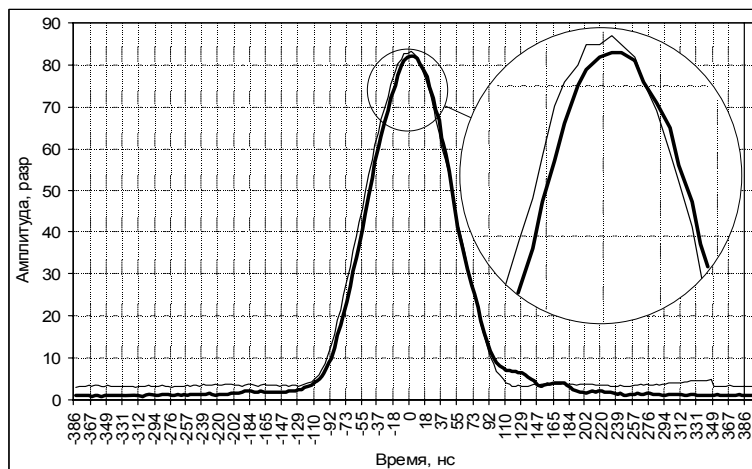
a



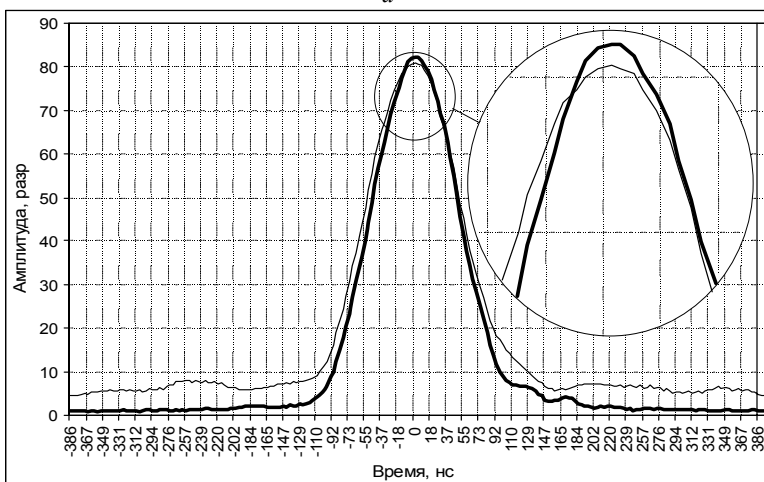
б

Рис. 2 . Ансамбль реализаций КФ

На рисунке 3 (*a*, *б*) тонкой линией изображены усредненные КФ за разные сутки, вычисленные по множеству КФ (около 3000), измеренных в центральном пункте. Толстой линией наложены «аппаратные» КФ.



a



б

Рис. 3. Усредненные за различные сутки КФ

Представленные материалы позволяют сделать следующие выводы:

1. Принцип получения корреляционной функции, реализованный в аппаратуре, позволил измерить оценки корреляционной функции сигналов, прошедших через трассу.

2. Корреляционная функция сигнала, прошедшего через трассу, по сравнению с аппаратной, получается уплощенной, что говорит о наличии задержанных рассеянных сигналов.

3. Оценка флуктуации моментов прихода по порядку совпадает с уплощением вершины корреляционной функции сигнала, принятого после прохождения через трассу.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кулемин Г.П., Рассказовский В.Б. Рассеяние миллиметровых радиоволн поверхностью Земли под малыми углами. Киев: Наукова думка, 1987. 232 с.
2. Денисов В.П., Крутиков М.В., Лебедев В.Ю., Колесников Д.Е., Корниенко В.Г., Денисов М.В. «Система синхронизации наземного радиофизического комплекса». Доклад на IX международной научно-технической конференции. Воронеж. 2003.

ВРЕМЕННАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ

А.А. Корсаков, студент 5 курса РТФ

*Физико-технический институт Якутского государственного
университета (ФТИ ЯГУ), г. Якутск, 8(4112)33-58-47,
v.kozlov@ikfia.ysn.ru*

При регистрации электромагнитных сигналов во многих случаях требуется временная привязка к абсолютному времени. Например, при разнесенном приеме естественных радишумов ОНЧ диапазона для целей пеленгации и лоцирования местоположения источников. Или при исследовании вариаций фазы принимаемого сигнала для определения изменений параметров трассы распространения при использовании сигналов от навигационных радиостанций этого же частотного диапазона.

Появление GPS часов позволяет относительно просто решать эту задачу. Например, для GPS часов типа Trimble Thunderbolt [<http://www.navgeocom.ru/oem/time/thunderbolt/spec.htm>], вырабатывающих стробирующий импульс (PPS) и временные метки событий синхронизированных со шкалой UTC с точностью 50 нс (1 сигма). Кроме того, эти часы выдают синхронизованный со шкалой UTC синусоидальный сигнал частотой 10 МГц, который после преобразования может быть использован как сигнал внешнего тактового генератора для аналого-цифрового преобразователя.

Испытательные сравнения шкал двух, рядом расположенных GPS часов дают временное расхождение не более нескольких десятков нс. А разбег временных шкал даже после отключения от приемной антенны в течении часа составляет не более ~ 1 мкс. Эти параметры вполне

удовлетворительны для применения GPS часов в качестве внешнего тактового генератора для АЦП при регистрации изменений фазы сигналов навигационных высокостабильных радиостанций ОНЧ диапазона для целей исследования вариаций параметров трассы. На частоте около 12 кГц изменение фазы на 1° соответствует временному сдвигу 230 нс, а ожидаемые вариации фазы при геомагнитных возмущениях достигают до 90° [1]. Суточный ход этих вариаций еще больше.

Блок-схема экспериментальной установки для исследования вариаций параметров трасс распространения ОНЧ сигналов навигационных радиостанций в зависимости от состояния космической погоды представлена на рис. 1.

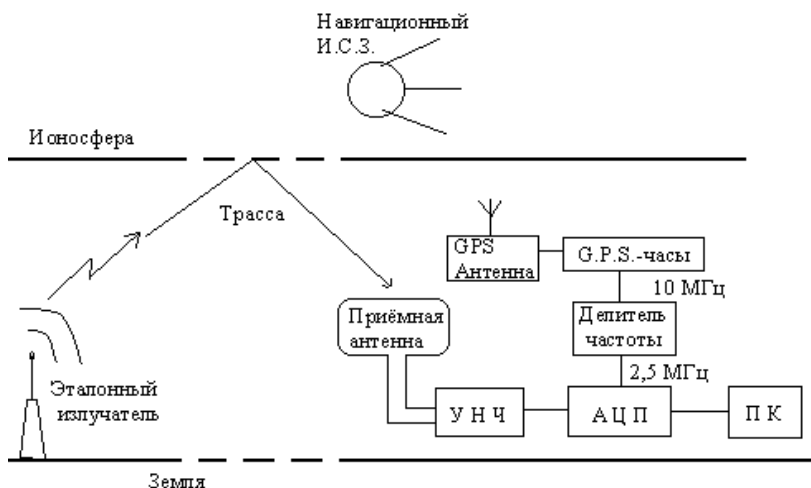


Рис. 1. Схема измерения вариаций параметров трассы распространения радиосигналов ОНЧ диапазона

В качестве приемной антенны при работе с электрической компонентой используется штыревая антенна высотой около 3 м, а при приеме магнитной компоненты – рамочная круговая антенна диаметром около метра с числом витков ~ 20 . Сигнал с антенны через согласующую схему подается на широкополосный усилитель низких частот (прямого усиления) с частотным диапазоном 0,3–50 кГц. Такой частотный диапазон позволяет регистрировать как сигналы естественного происхождения, так и сигналы навигационных станций. В качестве АЦП используется «Скоростной модуль АЦП USB3000-GD» на шину USB 2.0 и переходник для этого АЦП и

GPS-часов «Переходник GPS2500» [<http://www.r-technology.ru/usb3000.html>]. Внешним тактовым генератором служат GPS часы типа Trimble Thunderbolt.

Таким образом, предлагаемая экспериментальная установка позволяет исследовать вариации параметров трасс распространения ОНЧ сигналов навигационных радиостанций в зависимости от состояния космической погоды. А временная синхронизация может быть использована в разнесенных установках для лоцирования источников естественных электромагнитных радишумов ОНЧ диапазона.

Научный руководитель к.ф.м.н. (ИКФИА СО РАН, г. Якутск) В.И. Козлов

ЛИТЕРАТУРА

1. Безродный В.Г., Блюх П.В., Шубова Р.С., Ямпольский Ю.М. Флуктуации сверхдлинных радиоволн в волноводе Земля – Ионосфера. М.: Наука. Главная редакция Физико-математической литературы, 1984. 144 с

ВИЗУАЛЬНАЯ ОРИЕНТАЦИЯ МОБИЛЬНОГО РОБОТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕПЕРНЫХ ТОЧЕК

**Н.И. Гданский д.т.н. проф.; В.В. Мальцевский к.т.н., доцент;
А.А. Михайлов, аспирант**

*Московский Государственный Университет Инженерной Экологии
(МГУИЭ), г. Москва, т.(495) 267-07-57, a-k@yandex.ru,
wwladislaw@mail.ru, karkyn@yandex.ru*

При перемещении МР по горизонтальной плоскости требуется определить координаты (x, y) , а также угол поворота тележки α при ее перемещении в пределах заданного помещения. Предложено использовать для этого источник излучения, неподвижно установленный на тележке МР на некоторой высоте H и видеокамеру, постоянно установленную на стене либо потолке помещения.

Правильное распознавание местоположения датчика в помещении осложняется тем, что перспективное изображение, получаемое реальной камерой, существенно искажается ее оптической системой, а также за счет погрешностей юстирования, установки и т.д. Видеокамера задает некоторое отображение множества точек с пространственными координатами (x, y, H) на пиксели матрицы изображения, у которых усредненные координаты изображения датчика обозначим через $\bar{P}^k = (x^k, y^k)$.

Рассмотрим решение для прямоугольной поверхности, позволяющее значительно повысить точность распознавания положения тележки робота за счет использования сети реперных точек $\bar{P}_{ij} = (x_i, y_j)$.

На первом этапе производится перемещение МР по реперным точкам $\bar{P}_{ij}$ и после распознавания положения источника излучения на прямоугольной матрице изображения с введенными на ней координатами пикселей (x^k, y^k) определяются образы пространственных точек (x_i, y_j, H) . Обозначим их через $\bar{P}_{ij}^k = (x_i^k, y_j^k)$. Массивы координат реперных точек $\bar{P}_{ij}$ и их отображений $\bar{P}_{ij}^k$ на матрицу изображений сохраняются в памяти компьютера.

Полученные результаты тарирования видеоизображений, получаемых с помощью постоянно установленной камеры, используются для уточненного распознавания положений робота следующим образом. Допустим, усредненное положение изображения датчика на матрице имеет некоторые координаты через $\bar{P}^k = (x^k, y^k)$. Необходимо определить по данным параметрам изображения координаты робота $\bar{P} = (x, y)$.

Если найденные координаты изображения совпали с отображением через $\bar{P}_{ij}^k = (x_i^k, y_j^k)$ какой-либо реперной точки, то для координат искомой точки принимаем: $\bar{P} = \bar{P}_{ij} = (x_i, y_j)$.

Если же найденные координаты изображения $\bar{P}^k = (x^k, y^k)$ существенно отличаются от имеющихся изображений реперных точек, то для определения искомым координат $\bar{P}$ применяем интерполирование по полученным ранее массивам $\bar{P}_{ij}$ и $\bar{P}_{ij}^k$. Для этого вначале по заданным параметрам изображения датчика излучения $\bar{P}^k = (x^k, y^k)$ определяем три точки $\bar{P}_1^k, \bar{P}_2^k, \bar{P}_3^k$ из массива изображений реперных точек $\bar{P}_{ij}^k$, не лежащие на одной прямой. Затем производим билинейное интерполирование искомым координат $\bar{P}$ по известным координатам реперных точек $\bar{P}_1, \bar{P}_2, \bar{P}_3$, соответствующих найденным изображениям $\bar{P}_1^k, \bar{P}_2^k, \bar{P}_3^k$ (рис. 1).

Для уменьшения погрешностей вычислений и возможного деления на ноль вначале анализируем относительное положение точек $\bar{P}_1^k, \bar{P}_2^k, \bar{P}_3^k$. В векторах $P_1^k P_2^k, P_1^k P_3^k, P_2^k P_3^k$ рассматриваем проекции на оси (x^k, y^k) матрицы изображения. Вектор $\bar{V} = (V_x, V_y)$ назовем преимущественно ориентированным по оси x^k , если $V_x^2 > V_y^2$. В противном случае вектор будет преимущественно ориентирован вдоль оси y^k . Из трех выше рассмотренных векторов два всегда преимущественно ориентированы вдоль одной из осей x^k или y^k .

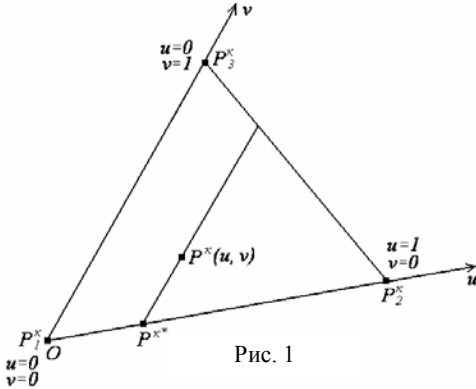


Рис. 1

Для уменьшения погрешностей вычислений и возможного деления на нуль вначале анализируем относительное положение точек $\bar{P}_1^K, \bar{P}_2^K, \bar{P}_3^K$. В векторах $P_1^K P_2^K, P_1^K P_3^K, P_2^K P_3^K$ рассматриваем проекции на оси (x^K, y^K) матрицы изображения. Вектор $\bar{V} = (V_x, V_y)$ назовем преимущественно ориентированным по оси x^K , если

$V_x^2 > V_y^2$. В противном случае вектор будет преимущественно ориентирован вдоль оси y^K . Из трех выше рассмотренных векторов два всегда преимущественно ориентированы вдоль одной из осей x^K или y^K .

Для определенности будем полагать, что векторы $P_1^K P_2^K, P_1^K P_3^K$ ориентированы вдоль оси y^K . В этом случае интерполирование производим следующим образом. Вводим на треугольнике $\bar{P}_1^K \bar{P}_2^K \bar{P}_3^K$ локальные координаты u и v таким образом, что в вершинах они принимают следующие значения:

- 1) $\bar{P}^K = P_1^K; u = 0, v = 0$;
- 2) $\bar{P}^K = P_2^K; u = 1, v = 0$;
- 3) $\bar{P}^K = P_3^K; u = 0, v = 1$;

Параметрическое выражение для внутренних точек треугольника $\bar{P}^K(u, v)$ при билинейном интерполировании [1] имеет вид:

$$\bar{P}^K(u, v) = \bar{P}_1^K (1-u)(1-v) + \bar{P}_2^K u(1-v) + \bar{P}_3^K (1-u)v. \quad (1)$$

Непосредственный расчет значений локальных координат u, v , соответствующих точке $\bar{P}^K$, из системы уравнений

$$x^K(u, v) = x_1^K (1-u)(1-v) + x_2^K u(1-v) + x_3^K (1-u)v, \quad (2)$$

$$y^K(u, v) = y_1^K (1-u)(1-v) + y_2^K u(1-v) + y_3^K (1-u)v \quad (3)$$

довольно затруднителен.

Предложено рассчитывать величины параметров координат $u = u^K, v = v^K$ для заданной точки $\bar{P}^K$ следующим образом. Вначале рассматриваем точку $\bar{P}^{K*}$, лежащую на стороне $P_1^K P_2^K$, таким образом, что отрезок $P^K P^{K*}$ параллелен стороне $P_1^K P_3^K$ (рис. 1). Из условия параллельности пар векторов отрезков $P^K P^{K*}$ и $P_1^K P_3^K, P_1^K P^{K*}$ и $P_1^K P_2^K$ следует:

$$y^{K*} = y^K - (x^K - x^{K*})[(y_1^K - y_3^K)/(x_1^K - x_3^K)]. \quad (4)$$

$$y^{K*} = y_1^K - (x^{K*} - x_1^K)[(y_1^K - y_2^K)/(x_1^K - x_2^K)]. \quad (5)$$

Обозначая через:

$$K_{12} = (y^{\kappa_1} - y^{\kappa_2}) / (x^{\kappa_1} - x^{\kappa_2}) \quad (6)$$

$$K_{13} = (y^{\kappa_1} - y^{\kappa_3}) / (x^{\kappa_1} - x^{\kappa_3}) \quad (7)$$

Тангенсы углов наклона векторов $P^{\kappa_1} P^{\kappa_2}$, $P^{\kappa_1} P^{\kappa_3}$ к оси x^{κ} и приравнивая правые части полученных выражений, получаем уравнение относительно координаты $x^{\kappa*}$ вспомогательной точки $\bar{P}^{\kappa*}$:

$$y^{\kappa} - K_{13} (x^{\kappa} - x^{\kappa*}) = y^{\kappa_1} - K_{12} (x^{\kappa*} - x^{\kappa_1}). \quad (8)$$

Отсюда следует:

$$x^{\kappa*} = [y^{\kappa_1} - y^{\kappa} + K_{12} x^{\kappa_1} + K_{13} x^{\kappa*}] / (K_{12} + K_{13}) \quad (9)$$

Искомая величина параметра u^{κ} вспомогательной точки $\bar{P}^{\kappa*}$ может быть найдена из пропорции:

$$u^{\kappa} = u^{\kappa*} = (x^{\kappa*} - x^{\kappa_1}) / (x^{\kappa_2} - x^{\kappa_1}). \quad (10)$$

Подставляя ее в выражение для x^{κ} (u , v), получаем линейное выражение для параметра v^{κ} :

$$\begin{aligned} x^{\kappa} &= x^{\kappa_1}(1 - u^{\kappa*})(1 - v^{\kappa}) + x^{\kappa_2} u^{\kappa*}(1 - v^{\kappa}) + x^{\kappa_3}(1 - u^{\kappa*})v^{\kappa} = \\ &= x^{\kappa_1}(1 - u^{\kappa*}) + x^{\kappa_2} u^{\kappa*} + v^{\kappa}[(x^{\kappa_3} - x^{\kappa_1})(1 - u^{\kappa*}) - x^{\kappa_2} u^{\kappa*}]. \end{aligned} \quad (11)$$

В итоге:

$$v^{\kappa} = [x^{\kappa} - x^{\kappa_1}(1 - u^{\kappa*}) - x^{\kappa_2} u^{\kappa*}] / [(x^{\kappa_3} - x^{\kappa_1})(1 - u^{\kappa*}) - x^{\kappa_2} u^{\kappa*}]. \quad (12)$$

Искомые декартовых координат (x, y) тележки МР подставляем найденные значения параметров u^{κ} и v^{κ} в выражение для $\bar{P}(u, v)$:

$$\bar{P} = (x, y) = \bar{P}(u^{\kappa}, v^{\kappa}) = \bar{P}_1(1 - u^{\kappa})(1 - v^{\kappa}) + \bar{P}_2 u^{\kappa}(1 - v^{\kappa}) + \bar{P}_3(1 - u^{\kappa})v^{\kappa}. \quad (13)$$

Для определения угла поворота тележки α относительно оси x необходимо установить на тележке на заданной высоте два излучателя, причем они должны быть различными – например, иметь различную геометрическую форму, размеры либо различные диапазоны излучения. Расстояние между излучателями 1 и 2 обозначим через ρ (рис. 2). Определив по описанной выше методике декартовы координаты излучателей (x_1, y_1), (x_2, y_2), угол α определяем по величинам:

$$\cos \alpha = (x_1 - x_2) / \rho, \sin \alpha = (y_1 - y_2) / \rho. \quad (14)$$

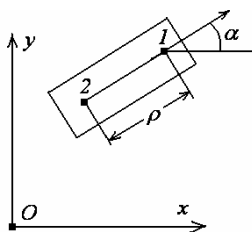


Рис. 2

ЛИТЕРАТУРА

1. Гданский Н.И. Геометрическое моделирование и машинная графика. Учебное пособие. М., МГУИЭ, 2003, 234 с.

ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ВХОДНОГО ИМПЕДАНСА ПЛОСКОГО АНТЕНННОГО ЭЛЕМЕНТА С ДВУМЯ ПОЛЯРИЗАЦИЯМИ НА ЧАСТОТУ 850 МГц

*П.А. Негодяев, студент 5 курса РТФ,
М.В. Крутиков, научный руководитель, НИИ РТС
ТУСУР, г. Томск, т.413-949*

В настоящем докладе приводятся особенности расчета входного импеданса плоского антенного элемента с двумя поляризациями. В статье [1] был произведен пересчет геометрических размеров для плоского элемента. Основой при изготовлении антенного элемента послужила конструкция из статьи [2].

Антенный элемент был выполнен и рассчитан на рабочую частоту 850 МГц, на диэлектрической подложке из материала ФЛАН с диэлектрической проницаемостью 2,8 и толщиной 2 мм.

В статье [1] согласование было осуществлено при помощи микрополосковой линии с существенным разбросом электрических параметров изготовленных макетов.

В настоящем докладе плоский антенный элемент рассматривался, как излучатель резонаторного типа, построенный на базе несимметричных полосковых линий. В основе согласования при помощи микрополосковой линии лежит формула трансформации сопротивлений. Именно она определяет зависимость входного импеданса от длины согласующей линии:

$$Z(l) = Z_0 \frac{\frac{1}{Y_{\text{BX}}} + jZ_0 \operatorname{tg}(\beta l)}{Z_0 + j\frac{1}{Y_{\text{BX}}} \operatorname{tg}(\beta l)} . \quad (1)$$

Эквивалентная схема антенны, как нагрузки линии передачи, представлена на рис. 1.

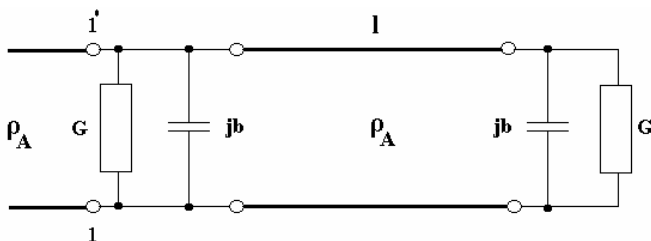


Рис. 1. Эквивалентная схема антенны резонаторного типа

Две излучающие щели антенны с входной проводимостью $Y = G + j \cdot B$ разделены отрезком линии длиной l с низким волновым сопротивлением ρ_A . Входная проводимость антенны является результатом сложения проводимости щели на входе антенны (клеммы 1-1') и щели трансформируемой ко входу через отрезок l линии:

$$Y_{\text{вх}} = G + jB + Y_A \frac{(G + jB) + jY_A \operatorname{tg}(\beta l)}{Y_A + j(G + jB) \operatorname{tg}(\beta l)}. \quad (2)$$

Входная проводимость антенного элемента является вещественной величиной с учетом условия резонанса:

$$\operatorname{tg}(\beta l) = \frac{2Y_A B}{G^2 + B^2 - Y_A^2}. \quad (3)$$

По приведенным выражениям (2) и (3), для плоского антенного элемента была вычислена входная проводимость 5,238 мСм. Используя формулу трансформации сопротивлений (1) и расчетные данные, была графически рассчитана зависимость входного импеданса от длины согласующей линии l с использованием методики анализа обычных щелевых антенн (рис. 2)

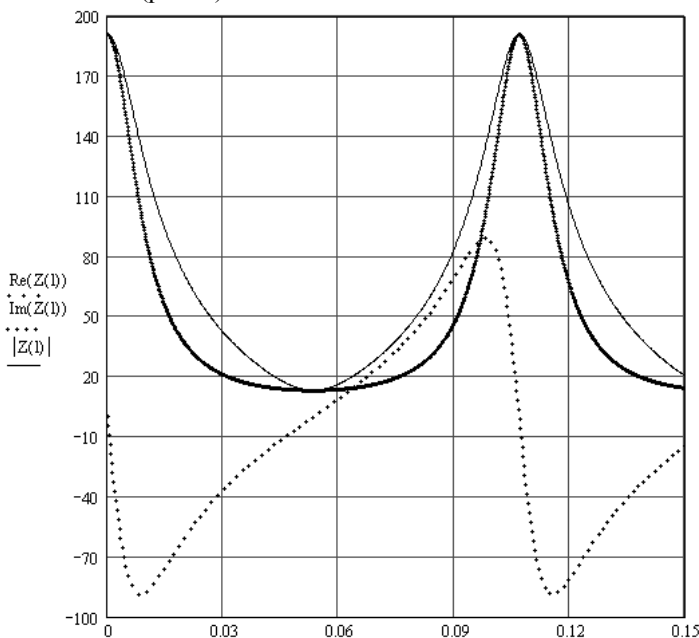


Рис. 2. Зависимость входного импеданса от длины согласующей микрополосковой линии

Для длины $l = 0,09$ м входной импеданс равен $Z_{вх} = 50,1 + j \cdot 72,7$. Реактивная часть импеданса компенсируется емкостью величиной 2,574 пФ.

По результатам проделанной работы можно сделать следующие выводы:

1) Путем узкополосного согласования удалось получить КСВН на отражение, равным 1.2.

2) Ширина и длина пластины должны равняться 0,11 м для рабочей частоты 850 МГц. Только так можно получить одну резонансную частоту для двух поляризаций.

ЛИТЕРАТУРА

1. Негодяев П.А., Терехов А.В., Крутиков М.В. Исследование плоского антенного элемента с двумя поляризациями на частоту 850 МГц // материалы всероссийской научно-технической конференции молодых специалистов. 26–28 апреля 2005. Томск. Россия. Ч. 1. с. 22–24.
2. M. Hajian, L.P. Lighart, Fellow IEEE, F. van de Zwan, Dual Polarized Patch Antenna for Branch Correlation Measurements in an Indoor Raleigh Fading Channel utilizing Polarization Diversity. Материалы сибирского поляризационного семинара. 7–9 сентября 2004. Сургут. Россия. с.16–22.

СРАВНЕНИЕ ДВУХ МЕТОДОВ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ВЫСОТНЫХ ПРОФИЛЕЙ ИНДЕКСА ПРЕЛОМЛЕНИЯ

Ю.П. Акулиничев, д.т.н., проф. каф. РТС;

А.В. Новиков, студент 6 курса гр. 100 каф. РТС

ТУСУР, г. Томск, т. 41-89-30, e-mail: gr100s100naw@mail.ru

Тема данной статьи относится к области радиометеорологии – разделу метеорологии, в котором атмосфера изучается радиотехническими методами, а также изучается влияние атмосферы на распространение радиоволн [1]. Основная характеристика атмосферы, существенная для распространения радиоволн, – показатель преломления. Он показывает, во сколько раз фазовая скорость электромагнитной волны в атмосфере меньше, чем в вакууме. Для удобства показатель преломления n из абсолютных единиц пересчитывают к N-единицам по формуле [1]:

$$N = (n - 1) \cdot 10^6. \quad (1.1)$$

Известно, что индекс преломления N атмосферы зависит как от пространственных координат, так и от времени. Зависимость индекса

преломления от высоты называется его высотным профилем. Знание самих профилей N и их статистических характеристик необходимо для корректного решения задачи распространения радиоволн.

В данной статье проводилось сравнение двух методов представления высотных профилей N . Первый метод – разложение профиля во всем известный ряд Фурье, а второй метод – разложение профиля по собственным векторам (в ряд Карунена-Лозва) [2]. Такое сравнение оказалось возможным благодаря тому, что в Нидерландах в августе-сентябре 2001 г. проводились специальные радиозондовые измерения. Поясним ниже суть проведенного эксперимента.

На штатной метеостанции «Debilt» (Нидерланды) в течение двух месяцев проводились каждодневные запуски радиозонда (четыре раза в сутки без пропусков). На радиозонде были установлены датчики, в частности датчики атмосферного давления, температуры воздуха и температуры точки росы (эти две температуры определяют влажность воздуха). Диапазон высот полета радиозонда составляет от 50 м до 12 км, а средний шаг взятия отсчетов по высоте равен 50 м. Ошибка измерения температуры – $0,1^{\circ}\text{C}$, давления – $0,1$ ГПа. Индекс преломления рассчитывался по известной формуле Смита-Вейнтрауба, поэтому ошибка расчета индекса преломления не превышает одной N -единицы.

Таким образом, у нас есть в распоряжении матрица N , состоящая из значений индекса преломления. Строки этой матрицы указывают на высоту (ограничим ее диапазоном от 50 м до 4000 м с шагом 50 м), а столбцы – на время (61 сутки с шагом 6 ч). Поэтому размер матрицы N будет составлять 80×244 . Каждый столбец матрицы есть высотный профиль N . По 244 профилям можно рассчитать их статистические характеристики, а именно: средний профиль, профиль среднеквадратического отклонения (СКО), ковариационную матрицу (по высоте, т.е. размер ее будет 80×80). Это и было сделано. Но оказалось, что и среднее, и СКО высотных профилей зависят от времени, т.е. здесь явно имеется суточный ход N , модель которого можно представить в виде [2]:

$$N(t) = \sigma(t)\xi(t) + m(t), \quad (1.2)$$

Где $\sigma(t)$ – суточный ход СКО индекса преломления; $m(t)$ – суточный ход среднего значения N ; $\xi(t)$ – стационарный в широком смысле случайный процесс с нулевым средним и единичной дисперсией.

Этот момент не является новым. Суточный ход метеорологических параметров уже изучался [3]. Там была предложена модель представления суточного хода в виде ряда Фурье (естественно, с периодом

24 ч). Эта модель и модель (1.2) были впервые использованы применительно к матрице N . В результате чего получилась матрица ξ (размером 80×244), столбцы которой есть флуктуационная составляющая высотных профилей N . Именно столбцы матрицы ξ и подвергались разложению в ряд Фурье. Также была рассчитана ковариационная матрица r (размером 80×80) и ее собственные векторы и числа.

Известно, что разложение в ряд Фурье – это разложение по гармоническим функциям. Но теоретически это не означает того, что такое разложение реализаций случайного процесса (СП) лучше в смысле среднего квадрата ошибки. Лучшим является разложение реализации СП по собственным векторам, т.е. разложение в ряд Карунена-Лоэва [2]. Но чтобы это сделать, необходимо знать ковариационную матрицу исследуемого СП, что не всегда возможно. Поэтому сравнение результатов разложения высотных профилей в ряд Фурье и по собственным векторам представляет интерес. Приведем результаты двух разложений.

На рис. 1 изображены первые четыре собственных вектора ковариационной матрицы r . Видно, что они похожи по форме на гармоники ряда Фурье. В частности, первый вектор похож на постоянную составляющую ряда Фурье.

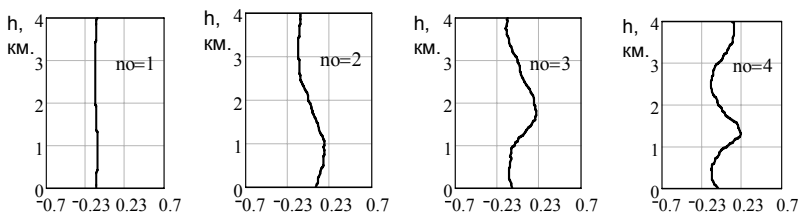


Рис. 1. Первые четыре собственных вектора матрицы r

На рис. 2 приведены графики зависимости среднеквадратической ошибки представления высотных профилей N от числа учтенных векторов (гармоник) для двух разложений. Усреднение проводилось по 244 имеющимся профилям N .

Из рис. 2 видно, что ошибка представления профилей двумя методами практически одинакова. Это дает экспериментальное подтверждение тому факту, что ряд Фурье вполне пригоден для описания флуктуаций высотных профилей индекса преломления (до высоты 4000 м). Ряд Фурье намного проще разложения Карунена-Лоэва, поэтому на практике предпочтение следует отдать именно ему.

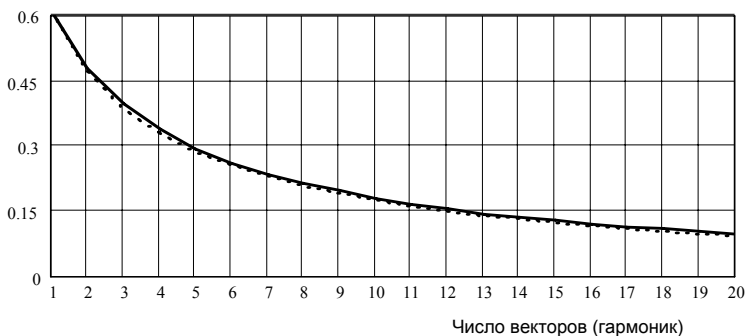


Рис. 2. Зависимость среднеквадратической ошибки представления высотных профилей N от числа учтенных векторов (гармоник): сплошная линия – для преобразования Фурье; пунктирная – для преобразования Карунена-Лоэва

ЛИТЕРАТУРА

1. Бин Б.Р., Даттон Е.Дж. Радиометеорология, Гидрометеорологическое издательство. Ленинград, 1971 г.
2. Тихонов В.И. Статистическая радиотехника. М.: Радио и связь, 1982. 624 с.
3. Андрианов В. А., Арманд Н. А., Ракитин Б. В., Саркисянц В. А. Влияние суточного хода процессов в пограничном слое атмосферы на рефракцию радиоволн, // Радиотехника и электроника, том 19, № 5, 1974 г.

ОПТИМАЛЬНАЯ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА В ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ РЛС С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ

Д.В. Пурик, аспирант каф. РТС

ТУСУР, Г. Томск, E-mail: dmpurik@ms.tusur.ru

В этой статье рассматривается математическая формулировка задачи оптимальной обработки пространственно-временного сигнала в РЛС с синтезированной апертурой с полным поляризационным зондированием (ППСА) в наиболее общей постановке. Рассматривается задача формирования изображения поверхностно-распределенного объекта (то есть поверхности Земли).

Задача проиллюстрирована рис. 1. Произвольная точка на траектории РСА задается вектором $\mathbf{f}$, а точка на зондируемой поверхности вектором $\mathbf{g}$.

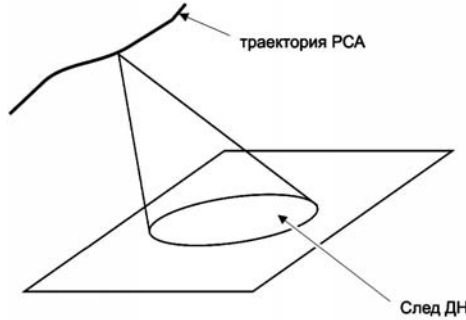


Рис. 1. Иллюстрация синтеза апертуры

РСА излучает векторный сигнал вида $\mathbf{u}_t(t)$. Тогда принимаемый сигнал от точечного объекта описывается выражением

$$\hat{R} u_r(f, t) = D^2(g, f) \hat{R}_g \left\{ u_t \left(g, t - \frac{2}{c} r(g, f) \right) \right\}, \quad (1)$$

где $\hat{R}_g$ – оператор рассеяния, $r(g, f)$ – расстояние между точками f и g , $D(g, f)$ – множитель диаграммы направленности, c – скорость света.

Координаты движущейся РЛС, какой является РСА, зависят от времени, то есть $f = f(t)$. Дабы избежать путаницы в дальнейшем изложении будем считать эту зависимость однозначной и сведем координатную зависимость к временной.

Оператор рассеяния будем считать линейным и представимым в виде матричного оператора $R(g)$.

С учетом двух последних утверждений выражение (1) приводится к виду

$$u_r(t) = D^2(g, t) R(g) u_t \left(g, t - \frac{2}{c} r(g, t) \right). \quad (2)$$

Если объект является распределенным, то принимаемый сигнал является суперпозицией элементарных сигналов вида (2) т.е.

$$u_r(t) = \int_{(g)} D^2(g, t) R(g) u_t \left(g, t - \frac{2}{c} r(g, t) \right) dg. \quad (3)$$

Будем полагать, что на вход приемника РСА поступает смесь сигнала (3) и неполяризованного белого шума $n(t)$ т.е.

$$z(t) = u_r(t) + n(t). \quad (4)$$

В РСА осуществляется корреляционная обработка сигнала (4). Такая обработка описывается выражением

$$|I| = \left| \int_T z(t)w^+(t)dt \right| = \left| \int_T u(t)w^+(t)dt \right| + \left| \int_T n(t)w^+(t)dt \right| = |I_s| + |I_n|. \quad (5)$$

Здесь $w(t)$ – векторный опорный сигнал, T – время обработки.

Такая обработка включает в себя сигнальную и шумовую составляющую, что видно из выражения (5). Далее исследуется величина I_s , определяющая сигнальную составляющую. Эта величина зависит от параметров пространственно-временного сигнала и траектории РСА и в значительной степени определяет точностные характеристики системы. Таким образом, объект исследования:

$$I_s = \int_T u(t)w^+(t)dt. \quad (6)$$

В результате обработки (6) должно сформироваться изображение некоторой точки зондируемой поверхности g_I . Если эта обработка является согласованной с излучаемым сигналом, то

$$w(t) = u_t \left(g_I, t - \frac{2}{c}r(g_I, t) \right). \quad (7)$$

С учетом (7) получаем

$$I_s(g_I) = \int \int_{T(g)} D^2(g, t) R(g) u_t \left(g, t - \frac{2}{c}r(g, t) \right) u_t^+ \left(g_I, t - \frac{2}{c}r(g_I, t) \right) dg dt. \quad (8)$$

Уравнение (8) можно интерпретировать следующим образом

$$I_s(g_I) = \int_{(g)} R(g) \Psi(g, g_I) dg, \quad (9)$$

т.е. как интегральное преобразование с ядром $\Psi(g, g_I)$. Это ядро является аппаратной функцией системы обработки и может быть, будучи нормированным к максимуму, пространственно-временной матрицей неопределенности (ПВМН).

ПВМН описывается выражением

$$\Psi(g, g_I) = C \int_T D^2(g, t) u_t \left(g, t - \frac{2}{c}r(g, t) \right) u_t^+ \left(g_I, t - \frac{2}{c}r(g_I, t) \right) dt. \quad (10)$$

Здесь C – нормирующий коэффициент.

Для точного формирования изображения то есть для выполнения условия $I_s(g_I) = R(g_I)$ требуется выполнение условия $\Psi(g, g_I) = \Xi \delta(g, g_I)$, где Ξ – единичная матрица, δ – дельта-функция

Дирака. Очевидно, что для физически реализуемых сигналов это условие является невыполнимым. Поэтому, формируемое изображение всегда является искаженным. Возникает задача выбора параметров системы, обеспечивающих наиболее точное формирование изображения. Условия выбора предъявляют следующие требования к ПВМН:

- Диагональные элементы ПВМН должны иметь максимум, соответствующий нулевому рассогласованию.
- Этот максимум должен быть единственным.
- Этот максимум должен иметь наименее возможную ширину.
- Значения диагональных элементов ПВМН должны быть минимальны за пределами главного максимума.
- Значения внедиагональных элементов ПВМН должны быть минимальны при любом рассогласовании.

Приближение к перечисленным условиям в современных РСА достигается путем использования направленных антенн и ортогональных по поляризации сложных сигналов (например, ЛЧМ). Выбор параметров системы и сигналов осуществляется без решения общей задачи оптимизации исходя из обеспечения ряда разнородных характеристик. Возникает задача совместной оптимизации параметров оптимальной обработки сигнала в поляризационных РСА.

Обычно зондирующий сигнал активной РСА по очевидным причинам является импульсным. Будем предполагать, что во время излучения-приема импульса РСА предполагается неподвижной, во время последующего движения в течение периода T_i происходит обработка принимаемого сигнала, затем излучение-прием следующего импульса и т. д. При этом предположении ПВФН приобретает вид

$$\Psi(g, g_I) = C \sum_{(i) T_i} \int D^2(g, t - iT_i) u_t \left(g, t - iT_i - \frac{2}{c} r(g, t - iT_i) \right) \times \\ \times u_t^+ \left(g_I, t - iT_i - \frac{2}{c} r(g_I, t - iT_i) \right) dt. \quad (11)$$

В соответствии с выражением (11) структура оптимальной системы обработки сигнала в ПРСА. Функциональная схема такой системы показана на рис. 2.

Система обработки должна состоять из ряда каналов, в каждом из которых формируется изображение точки на поверхности Земли. Количество этих каналов определяется из разрешающей способностью системы и формирует масс-сив элементов разрешения РСА, соответствующих изображению определенного участка поверхности Земли. Каждый из каналов состоит в свою очередь из четырех каналов, формирующих изображения, соответствующие четырем элементам матрицы R.

В каждом из этих поляризационных каналов происходит умножение соответствующей компоненты принимаемого сигнала на опорный сигнал, интегрирование в течение периода повторения импульсов, а затем суммирование результатов обработки отдельных отраженных импульсов. Опорный сигнал системы обработки в общем случае различен для каждого канала и каждого принимаемого импульса.

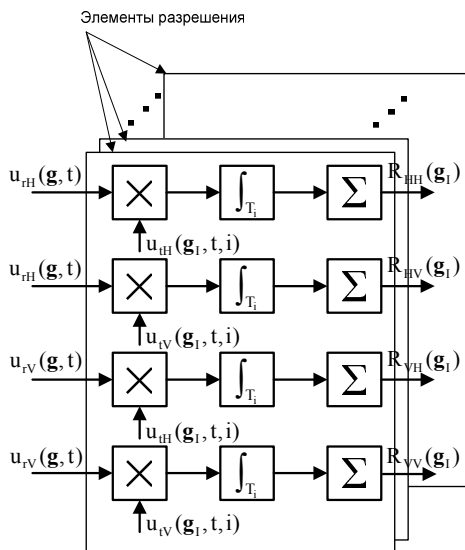


Рис. 2. Оптимальная система обработки сигнала в ПРСА

ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ПОБОЧНЫХ СПЕКТРАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ В СПЕКТРЕ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТЫ

В.В. Стрижов, студент 4 курса гр. 142-1 РТФ

ТУСУР, г. Томск, т.8-906-948-27-35, vvscomp@mail2000.ru

Синтезатор частоты (СЧ) – это электронное устройство, способное формировать из частоты опорного генератора требуемую частоту или набор частот, согласно управляющим сигналам. Наиболее распространенным методом синтеза частот является косвенный, на основе фазовой автоматической подстройки частоты (ФАПЧ), при котором выходная частота формируется с помощью дополнительного генератора (чаще всего это генератор, управляемый напряжением (ГУН)), охваченного петлей ФАПЧ.

Существует несколько типов побочных спектральных составляющих (ПСС) в выходном спектре сигнала СЧ, которые имеют различные причины появления; чаще всего встречаются ПСС частоты сравнения.

Основными источниками ПСС, как правило, являются утечки токов или ошибки фазового детектора. Но они не постоянны и в свою

очередь зависят от частоты сравнения, на которой работает фазовый детектор (ФД), и петлевого фильтра. Эта зависимость отображается в коэффициенте передачи ПСС.

Токовый шум, обусловленный утечками токов, на определенной частоте, подающийся с ФД на петлевой фильтр, а затем и на ГУН, имеет определенный коэффициент передачи. Этот коэффициент в замкнутой петлевой системе зависит от частоты ПСС, которая в свою очередь зависит от частоты сравнения, как целочисленный множитель частоты сравнения (для целочисленных петель ФАПЧ), или дробный множитель (при дробной петле ФАПЧ). Уровень ПСС частоты сравнения прямо пропорционально зависит от коэффициента передачи.

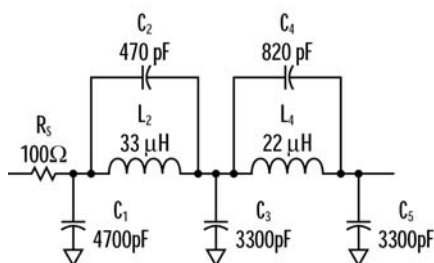
Эффект утечки тока является основной причиной появления ПСС при малых значениях частоты сравнения. Когда петля ФАПЧ находится в состоянии захвата, фазовый детектор генерирует разнополярные импульсы с большим периодом, равным $T = 1/F_{\text{ср}}$, а в промежутке между этими импульсами ФД находится в высокоимпедансном состоянии. В этом состоянии и будут происходить утечки тока через ФД, ГУН и петлевой фильтр, но больше всего через – ФД. По этой причине происходит паразитная модуляция ГУНа, влекущая за собой изменение в спектре выходного сигнала. Данные утечки тока зависят напрямую от температуры, и увеличиваются при увеличении температуры. Следовательно, ПСС, причинами которых являются утечки токов, увеличиваются при нагреве СЧ во время работы. Вариации токов утечки будут меняться в зависимости от частоты сравнения.

В старых моделях СЧ токи утечки были существенны и измерялись микроамперами, что и определяло их как основную причину появления ПСС. Но современные системы ФАПЧ имеют токи утечки 1нА и менее, и поэтому большее влияние оказывают другие факторы. При работе системы ФАПЧ ФД включается на очень короткое время для корректировки фазы, которое и определяет ПСС, а затем происходит его отключение на длительное время. Другими словами, если токи утечки не являются определяющими факторами, то на время включения ФД определять ПСС будут именно работа ФД в импульсном режиме. На ширину этих импульсов, в свою очередь, влияют различные факторы: ошибки ФД, и различное время включения транзисторных токовых ключей.

Эти факторы также оказывают большое влияние на время включения ФД. Когда импульсы токовых ключей (источника и уменьшителя тока) не эквивалентны друг другу, то говорят, что имеет место ошибка. Например, если импульс источника тока будет на 10% больше чем импульс уменьшителя тока, то на выходе ФД импульс источника

будет на 10% больше и, следовательно, уровень ПСС в выходном спектре увеличится. Различное время включения токовых ключей также влияет на включение ФД. Чаще всего транзистор источника тока – Р канального МОП типа, а транзистор уменьшения тока – *N* канального МОП типа.

Для уменьшения уровня ПСС в выходном спектре сигнала используется предварительная фильтрация. При фильтрации не происходит уменьшения запаса по фазе, и при этом производится режекция на нужной частоте.



На рис. 1 показан пример фильтрующей цепи:

Резистор на 100 Ом устанавливается для согласования с выходом ФД.

Рис. 1. Режекторный фильтр для подавления ПСС частоты сравнения

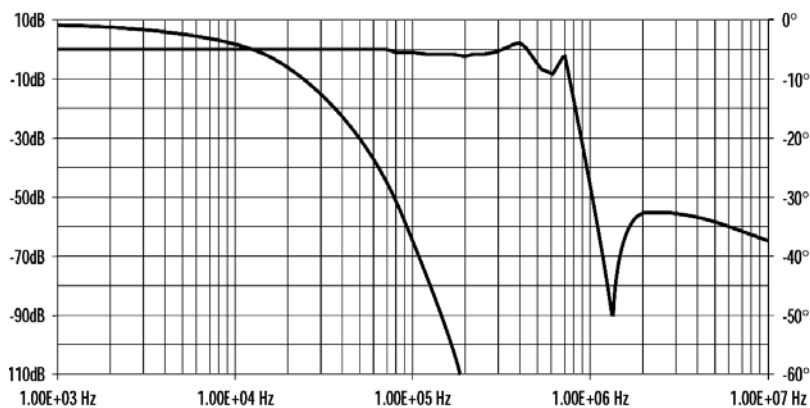


Рис. 2. Фильтрация ПСС в спектре выходного сигнала на частоте 1,25 МГц

Для фильтрации используется фильтр Чебышева, дающий большую крутизну среза и равномерную характеристику в полосе пропускания. Это позволяет вырезать ПСС находящиеся очень близко к частоте сравнения. Частота передачи нулей подстраивается (путем подбора C_2 и C_4), и компоненты фильтра оптимизируются для использова-

ния стандартных значений . АЧХ и ФЧХ данного фильтра показаны на рис. 2: ослабление ПСС –90 Дб на частоте 1,25 МГц. На практике фильтры ослабляют ПСС на 60Дб, ввиду ограничения добротности в компонентах реальных фильтров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ридико Л. Журнал «Компоненты и технологии». № 7 2001.
<http://ra3ggi.qrz.ru/UZLI/dds.html>.
2. Манассевич. Синтезаторы частот. М.: Мир, 1979. 352с.
3. William F. Egan. Frequency synthesis by phased loop. New-York: Santa Clara University, 1999. 610 p.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ГОДУНОВА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОТКЛИКА В НЕСОГЛАСОВАННЫХ ЛИНИЯХ

Е.А. Вершинин, аспирант; С.Н. Трофимов

КемГУ, г. Кемерово, т. 58-32-89, keen@kemsu.ru, sergei@kemsu.ru

Метод Годунова, предназначенный для решения гиперболических систем уравнений, хорошо известен и широко используется в задачах газовой динамики, теории мелкой воды, магнитной гидродинамики и механики твердого деформируемого тела [1, 2].

Поскольку процессы в проводных структурах также описываются системой гиперболических уравнений:

$$\begin{aligned} -\frac{\partial U_k}{\partial x} &= R_k I_k + L_k \frac{\partial I_k}{\partial t} + \sum_{i=1}^N I_{ik} R_{ik} + \sum_{i=1}^N M_{ik} \frac{\partial I_i}{\partial t} \\ -\frac{\partial I_k}{\partial x} &= U_k G_k + C_k \frac{\partial U_k}{\partial t} + \sum_{i=1}^N G_{ik} (U_i - U_k) + \sum_{i=1}^N C_{ik} \frac{\partial U_{ik}}{\partial t} \end{aligned} \quad (1)$$

рассмотрим применение метода Годунова для анализа отклика в несогласованной линии.

В основе метода лежит идея использования точных решений уравнений с кусочно-постоянными начальными данными для построения разностной схемы. В гиперболических системах такие решения распадаются на совокупность независимых и сравнительно просто рассчитываемых деталей – распадов разрывов.

Для многопроводной линии без потерь систему (1) можно записать в виде:

$$\mathbf{A} \frac{\partial \mathbf{u}}{\partial t} + \mathbf{B} \frac{\partial \mathbf{u}}{\partial x} = 0, \quad (2)$$

где **A** и **B** матрицы соответствующих коэффициентов. Для построения разностной схемы система (2) приводится к каноническому виду [1]:

$$\frac{\partial v}{\partial t} + \mathbf{M} \frac{\partial v}{\partial x} = 0. \quad (3)$$

с диагональной матрицей $\mathbf{M}$ (или запись системы в «характеристиках»). Разностная схема для системы (3) будет иметь следующий вид:

$$v^{j-1/2} = \begin{cases} \left(1 - \mu_m \frac{\tau}{h}\right) v_{j-1/2} + \mu_m \frac{\tau}{h} v_{j-3/2}, & \text{если } \mu_m > 0, \\ \left(1 + \mu_m \frac{\tau}{h}\right) v_{j-1/2} - \mu_m \frac{\tau}{h} v_{j+1/2}, & \text{если } \mu_m < 0, \\ v_{j-1/2}, & \text{если } \mu_m = 0. \end{cases} \quad (4)$$

где $\mu_m = dx/dt$ – характеристики, τ выбирается из условия $\frac{\tau}{h} \max |\mu_m| \leq 1$,

h – шаг сетки.

Для анализа многопроводных линий связи используем систему уравнений (4) совместно с граничными условиями:

$$Un(t) = \begin{cases} 0 \\ E(1 + \mu_R) \\ E(1 + \mu_R) \left[1 + \sum_{k=1}^m (\mu_g \mu_R)^k\right] \end{cases}, \quad Ug(t) = \begin{cases} E \\ E \left[1 + \left(1 + \frac{1}{\mu_g}\right) \sum_{k=1}^m (\mu_g \mu_R)^k\right] \end{cases} \quad (5)$$

$$In(t) = \begin{cases} 0 \\ E(1 + \nu_R) \\ E(1 + \nu_R) \left[1 + \sum_{k=1}^m (\nu_g \nu_R)^k\right] \end{cases}, \quad Ig(t) = \begin{cases} E \\ E \left[1 + \left(1 + \frac{1}{\mu_g}\right) \sum_{k=1}^m (\nu_g \nu_R)^k\right] \end{cases}, \quad (6)$$

где Un , In , Ug , Ig – амплитуды падающих и отраженных волн, на нагрузке и генераторе, $\mu_n = \frac{(Zn - Z_B)}{(Zn + Z_B)}$, $\nu_n = \frac{(Z_B - Zn)}{(Z_B + Zn)}$, $\mu_g = \frac{(Zg - Z_B)}{(Zg + Z_B)}$, $\nu_g = \frac{(Z_B - Zg)}{(Z_B + Zg)}$ – коэффициенты отражения от нагрузки и генератора по напряжению и току соответственно.

Собственные параметры проводников имеют следующие значения: $L = 1 \text{ мГн}$ – индуктивность линии, $C = 10 \text{ нФ}$ – емкость линии, $G = 0 \text{ См}$ – проводимость изоляции, $R = 0 \text{ Ом}$ – активное сопротивление линии. Для случаев, когда волновое сопротивление Z больше (меньше) сопротивления нагрузки R_n были получены следующие результаты (рис. 1):

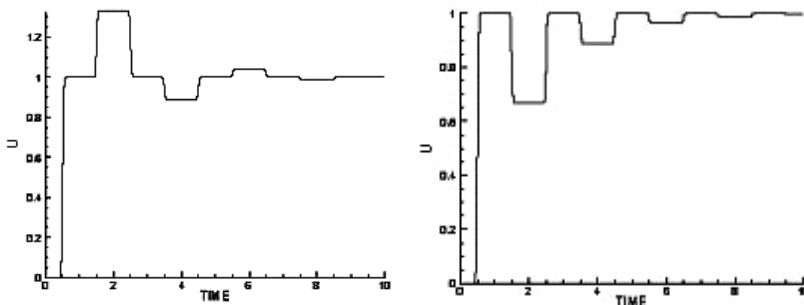


Рис. 1. Изменение напряжения в точке $x = l/2$, замкнутой на активное сопротивление: а) $Z = 316 \text{ Ом}$, $R = 0 \text{ Ом}$, $R_n = 100 \text{ Ом}$; б) $Z = 316 \text{ Ом}$, $R = 0 \text{ Ом}$, $R_n = 600 \text{ Ом}$

Результаты расчетов (рис. 1) хорошо совпадают с полученными ранее, методом Рунге-Кутты-Фельдберга и аналитическим решением [3]. Это дает основание использовать метод Годунова для решения задач анализа проводных структур, описываемых гиперболическими системами уравнений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Численное решение многомерных задач газовой динамики // Под ред. С.К. Годунова. М.: Наука. 1976. 400 с.
2. Куликовский А.Г., Погорелов Н.В., Семенов А.Ю. «Математические вопросы численного решения гиперболических систем уравнений». М.: ФИЗМАТЛИТ, 2001. 608 с.
3. Вершинин Е.А., Трофимов С.Н. «Сравнение методов Годунова и Рунге-Кутты-Фельдберга при анализе холостого хода в двухпроводной линии» // Информационные недра Кузбасса. 2006. труды 5-й всероссийской научно-практической конференции Кемерово. 29–31 января, 2006. С. 106–109.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ

Е.П. Ворошилин, аспирант каф. РТС

ТУСУР, г. Томск, м.41-38-89, rwplab@rts.tomsk.ru

Одним из резервов повышения точности местоопределения источников наземного радиоизлучения в пассивных разностно-дальномерных измерительных системах является использование многоканального приема. Повышение точности в данном случае возможно за счет увеличения числа измерений. Оценить выигрыш в точности теоретическим путем не представляется возможным из-за отсутствия данных о корреляции погрешностей в разных каналах. Дополнительный выигрыш может принести совместное использование разностно-дальномерных и угломерных измерителей позволяющих выявить особенности распространения радиоволн по трассе и введения соответствующих поправок в оценки координат.

Оценка эффективности измерений моментов прихода импульсных сигналов проводилась по результатам эксперимента, проведенного в конце 2005 г. в рамках НИР НИИ РТС. В результате измерений были произведены записи большого числа квадратурных составляющих импульсных сигналов с выходов четырех антенн, в двух поляризациях. Непосредственно для обработки, с целью получения оценок момента прихода импульсного сигнала, использовались сигналы с выходов двух антенн (второй и четвертой). Выбор антенн был обусловлен наилучшими характеристиками сигналов на их выходах, по сравнению с первой и третьей антенной.

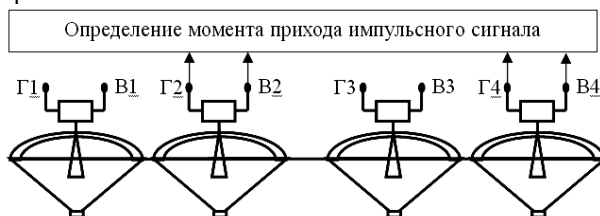


Рис. 1. Антенная система и сигналы, используемые для расчета момента прихода (Γ_2 , B_2 , Γ_4 , B_4)

На рис. 1 стрелками обозначены сигналы, с помощью которых производилось вычисление оценок моментов прихода импульсных сигналов (Γ – горизонтальная поляризация, B – вертикальная поляризация).

В каждой серии измерений статистической обработке подвергались оценки моментов приходов трех импульсных сигналов:

1) импульса в канале с наилучшим отношением сигнал/шум («Эталонный»);

2) импульса, полученного методами когерентного суммирования сигналов в двух каналах (Г2, Г4) («Импульсный 2»);

3) импульса, полученного методами когерентного суммирования сигналов в четырех каналах (Г2, Г4, В2, В4) («Импульсный 4»).

По экспериментальным данным было получено, что в случае многоканального приема существенно улучшается отношение сигнал шум. Соответствующая зависимость, (5500 отсчетов при различных углах отворота передающей антенны), приведена на рис. 2.



Рис. 2. Отношение сигнал/шум в зависимости от угла отворота передающей антенны

Из рис. 2 следует, что многоканальный прием (4 канала) обеспечивает улучшение отношения Сигнал/Шум порядка 6 дБ, что соответствует теоретическим предположкам.

Сравнительные характеристики оценок момента прихода, приведенные на рис. 3 (угол отворота антенны передатчика меняется от 0 до 360°).



Время записи сеанса

a

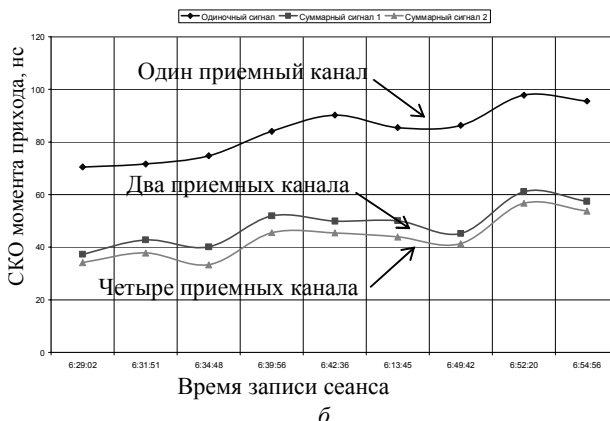


Рис. 3. Точностные характеристики оценок моментов прихода: а) МО; б) СКО

По результатам обработки измерений было получено, что в режиме вращающейся ДН передающей антенны наблюдается уменьшение флуктуационной составляющей оценки момента прихода при многоканальном приеме по сравнению одноканальным на (25–30) нс (фактически на 50%), а постоянного смещения на (35–40) нс.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Кашкан А.А., Рыбаков Б.С.* Алгоритмы и программа статистической обработки многоканальных случайных процессов. Томск.: Радиотехнические системы и распространение радиоволн, № 7, с. 7–14.

МЕТОД ВЕРОЯТНОСТНОГО ОБЪЕДИНЕНИЯ ДАННЫХ ПРИ СОПРОВОЖДЕНИИ ЦЕЛИ НА ФОНЕ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ

*Е.П. Ворошилина, студент 5 курса каф. РТС
ТУСУР, г. Томск, т. 41-81-92, Raliens@kvadro.net*

Введение

Задача сопровождения одиночной или групповой цели при наличии ложных сигналов характерна для многих типов радиосистем. В литературе ей уделяется большое внимание [1]. Успех ее решения непосредственно определяет надежность выполнения системой ее основных функций. На любом текущем временном шаге в устройство, реализующее алгоритм завязки траекторий, поступает случайное число измерений, содержащих полезные и мешающие отсчеты.

В первой группе алгоритмов для обновления траектории, например одиночной цели, используется только одно измерение. Во второй – реализуется процесс вероятностного объединения данных (в зарубежной литературе – *Probabilistic Data Association* – PDA). При этом на текущем шаге используются все измерения, но с разными весами. В этой группе известны следующие варианты алгоритмов: PDA – алгоритм сопровождения одиночной цели при наличии отражений. Совместный PDA – применяется для групповой цели. Здесь измерения распределяются по траекториям с последующим использованием PDA при отнесении измерений к соответствующей траектории. Совместный интегрированный PDA – применяется для групповой цели. Здесь рассматривают все варианты привязок измерение-траектория, но это ведет к экспоненциальному росту числа операций M во времени. Этот недостаток устранен в алгоритме линейном совместном интегрированном PDA, где M линейно возрастает во времени.

В работе выполнен анализ статистических характеристик ошибки сопровождения в фильтре, который реализует алгоритм PDA.

Алгоритм PDA. Синтез алгоритма выполнен в [1] при следующих предположениях:

1. Динамика n -мерного вектора состояния $\mathbf{x}(k)$ одиночной цели задана матричным разностным уравнением

$$\mathbf{x}(k+1) = \mathbf{F}(k) \cdot \mathbf{x}(k),$$

где $\mathbf{F}(k)$ – матрица перехода.

Линейная модель наблюдений, соответствующих цели определена соотношением

$$\mathbf{z}(k) = \mathbf{H}(k) \cdot \mathbf{x}(k) + \mathbf{w}(k), \quad (1)$$

где $\mathbf{H}(k)$ – матрица наблюдения с размерностью, $\mathbf{w}(k)$ – дискретная последовательность белого гауссова шума с известной матрицей ковариации $\mathbf{R}(k)$.

2. Для линейной гауссовой модели апостериорная информация о цели к моменту времени k с учетом всех данных до этого момента ($\mathbf{Z}^{k-1}$) определена заданием апостериорной плотности вероятностей:

$$p[\mathbf{x}(k)/\mathbf{Z}^{k-1}] \Rightarrow N[\mathbf{x}(k); \hat{\mathbf{x}}(k/k-1); \mathbf{P}(k/k-1)],$$

где $N[\mathbf{x}(k); \hat{\mathbf{x}}(k/k-1); \mathbf{P}(k/k-1)]$ – гауссова плотность вероятности с аргументом $\mathbf{x}(k)$, средним значением $\hat{\mathbf{x}}(k/k-1)$ и ковариационной матрицей $\mathbf{P}(k/k-1)$, которые формируются в стандартном линейном фильтре Калмана [2].

3. На каждом текущем шаге по времени в фильтре сопровождения формируется строб по сигналу (1). При вероятности обнаружения P_D отметка от цели может оказаться внутри строба с вероятностью P_G .

4. Все измерения кроме одного (от цели) на любом шаге являются ложными с известным распределением вероятностей.

Множество значений наблюдаемого сигнала $\mathbf{z}(k)$, определяющее строб задается в виде

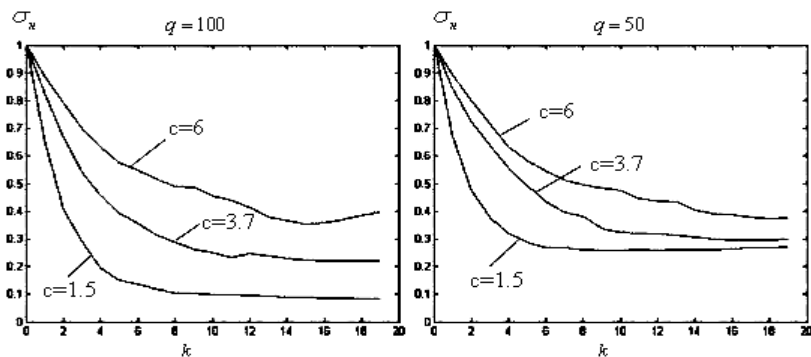
$$\Gamma_z(k, \gamma) = \left\{ \mathbf{z} : [\mathbf{z} - \hat{\mathbf{z}}(k/k-1)]^T \mathbf{S}(k)^{-1} [\mathbf{z} - \hat{\mathbf{z}}(k/k-1)] \leq \gamma \right\}, \text{ где } \gamma - \text{пороговый уровень,}$$

$\mathbf{S}(k) = \mathbf{H}(k)\mathbf{P}(k/k-1)\mathbf{H}^T(k) + \mathbf{R}(k)$ – дисперсионная матрица невязки измерений.

Оптимальная текущая оценка состояния:

$$\hat{\mathbf{x}}(k/k) = E[\mathbf{x}(k)/\mathbf{Z}^k] = \sum_{i=0}^{m(k)} \hat{\mathbf{x}}_i(k/k) \cdot \beta_i(k),$$

где $m(k)$ – текущее количество измерений, попавших в строб; $\beta_i(k)$ – условная вероятность того, что i -е измерение, оказавшееся в стробе порождено целью; $\hat{\mathbf{x}}_i(k/k)$ – оценка, которую формирует стандартный фильтр Калмана при i -ом наблюдении. Расчет среднеквадратического отклонения (СКО) ошибки сопровождения выполнен для $n = 2$ при изменении первой координаты вектора состояния $\mathbf{x}_1(t) = at + b$ и усреднении по 100 независимым реализациям оценок. На рисунке приведена зависимость величины σ_n (СКО оценки, нормированная к своему априорному значению) от времени для различных средних значений c – числа ложных отметок в стробе в начальный момент времени и для



Нормированная СКО ошибки сопровождения

значений отношения сигнал/шум $q = 100$ и $q = 50$. Поток ложных измерений имеет распределение Пуассона. Отношение сигнал/шум

$$q = \sqrt{\sum_{k=1}^N x_1^2(k)} / \sqrt{N} \sigma_{\text{ш}}, \text{ где } N - \text{ количество отсчетов на временной оси,}$$

$\sigma_{\text{ш}}$ – СКО шума.

Расчеты показывают, что с ростом среднего числа ложных отсчетов увеличивается СКО ошибки. В исследуемом диапазоне среднего числа ложных отметок в строке $c = 1,5 \div 6$ фильтр сопровождения на основе PDA обеспечивает снижение СКО оценок по сравнению с априорным значением в $10 \div 2,5$ раз при $q = 100$ и в $3,5 \div 2,5$ раз при $q = 50$. При работе алгоритма возможны случаи, когда происходит его срыв. В частности при $q = 50$ и $c = 3,7$ оценка вероятности сбоя равна $p = 0,014$, при $q = 100$ она равна $p = 0,012$, а при $q = 50$ и $c = 6$: $p = 0,023$. Эффективность работы PDA фильтра сильно зависит от отношения сигнал/шум и интенсивности помех.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kirubaraian T., Bar-Shalom Y. «Probabilistic data association techniques for target tracking in clutter», proc. IEEE. Vol. 92. No. 3. March 2004.
2. Сейдж Э., Мелс ДЖ. Теория оценивания и ее применение в связи и управлении. Пер. с англ. под ред. проф. Б.Р. Левина. М., «Связь». 1976.

ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМА АДАПТИВНОГО СЖАТИЯ ИМПУЛЬСОВ К ЗАДАЧЕ ИДЕНТИФИКАЦИИ РАДИОКАНАЛА

Г.П. Бабур, аспирант каф. РТС; А.С. Бернгардт, к.т.н.

ТУСУР, г. Томск, т. 41-36-70, bg2000@mail2000.ru

Введение

Идентификация радиоканала предполагает определение его импульсной характеристики (ИХ) [1, 2]. В большинстве случаев ИХ является неизвестной и ее параметры медленно меняются во времени. В работе решается задача идентификации ИХ канала по одной реализации выходного сигнала

При использовании сложных сигналов оценка импульсной характеристики канала может производиться с помощью алгоритма адаптивного сжатия импульсов (АСИ) [3]. Критерием оптимальности является минимум среднеквадратической ошибки между истинной импульсной характеристикой канала и сигналом с выхода адаптивного фильтра.

Описание алгоритма

Согласованная фильтрация в матричной форме описывается выражением

$$\hat{x}_{\text{CF}}(l) = \mathbf{s}^H \mathbf{y}(l), \quad (1)$$

где $\hat{x}_{\text{CF}}(l)$ – отклик согласованного фильтра, дает оценку l -ого отсчета ИХ канала для $l = 0, \dots, L-1$, $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_N]^T$ – излученный сигнал длиной N отсчетов, $\mathbf{y}(l) = [y(l) \ y(l+1) \ \dots \ y(l+N-1)]^T$ – вектор длиной N отсчетов, выделенный из непрерывного принимаемого сигнала, $(\bullet)^H$ и $(\bullet)^T$ – операторы сопряженного транспонирования и транспонирования соответственно. Интервал дискретизации по времени равен величине элемента разрешения сигнала.

Опишем алгоритм адаптивного сжатия импульсов [3]. Отклик АСИ фильтра определяется выражением

$$\hat{x}_{\text{ACH}}(l) = \mathbf{w}^H(l) \mathbf{y}(l), \quad (2)$$

где $\mathbf{w}(l)$ – вектор коэффициентов АСИ-фильтра, формируемый для каждого отсчета ИХ канала. В свою очередь, каждому отсчету будет соответствовать фильтр с коэффициентами:

$$\mathbf{w}(l) = (\rho(l) \mathbf{C}(l))^{-1} \mathbf{s}, \quad (3)$$

где $\rho(l) = |h(l)|^\alpha$ для $0 \leq \alpha \leq 2$, $h(l)$ – оценка истинной импульсной характеристики радиолокационного объекта. Матрица $\mathbf{C}(l)$ определяется как

$$\mathbf{C}(l) = \sum_{n=-N+1}^{N-1} \rho(l+n) \mathbf{s}_n \mathbf{s}_n^H, \quad (4)$$

где $\mathbf{s}_i$ состоит из элементов сигнала s , смещенного на n отсчетов, и дополненного нулями остатка. Например, для $n = 2$ имеем $\mathbf{s}_2 = [0 \ 0 \ s(0) \ \dots \ s(N-3)]^T$, а для $n = -2$ $\mathbf{s}_{-2} = [s(2) \ \dots \ s(N-1) \ 0 \ 0]^T$.

Алгоритм адаптивного сжатия импульсов [3] представляет собой итерационную (с ограниченным числом итераций) процедуру. В данной работе количество итераций равно трем.

На первой итерации мы не имеем информации для оценки истинной импульсной характеристики канала, поэтому полагаем $\rho = 1$ для всех отсчетов, в итоге получаем не зависящую от номера отсчета (задержки) структуру фильтра:

$$\tilde{\mathbf{w}} \equiv \tilde{\mathbf{C}}^{-1} \mathbf{s}, \quad (5)$$

где

$$\tilde{\mathbf{C}} = \sum_{n=-N+1}^{N-1} \mathbf{s}_n \mathbf{s}_n^H, \quad (6)$$

Результаты моделирования

Нормированная импульсная характеристика многолучевого канала представлена на рис. 1., использована модель канала в виде совокупности точечных отражателей, вдоль оси абсцисс отложены номера отсчетов по времени. Зондирующим является сигнал, манипулированный по фазе линейной рекуррентной последовательностью максимальной длины (М-последовательность) длиной 31 отсчет, причем период дискретизации равен длительности элементарного импульса последовательности. Сигнал наблюдается на фоне белого шума. Результаты работы алгоритма адаптивного сжатия импульсов, реализованного для измерения импульсной характеристики канала по одной принятой реализации, представлены на рис. 2. Для сравнения тонкой линией представлен сигнал на выходе согласованного фильтра, толстой – сигнал после адаптивной обработки. Моделирование осуществлялось в программе MatLAB.

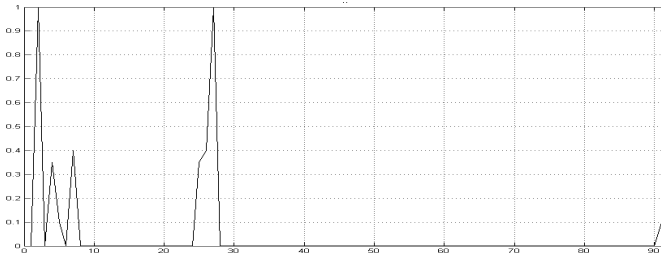


Рис. 1. Нормированная импульсная характеристика многолучевого канала

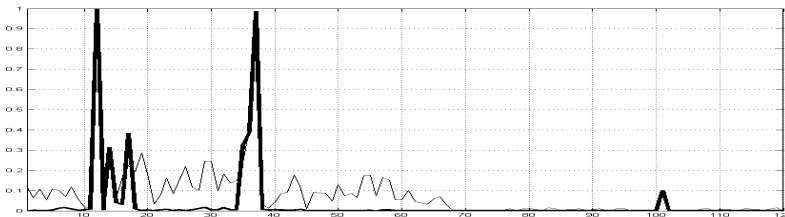


Рис. 2. Оценка импульсной характеристики многолучевого канала-отклик адаптивного фильтра

Из рис. 2 видно, что согласованный фильтр формирует сигнал, являющийся грубой оценкой импульсной характеристикой канала. Побочные максимумы (боковые лепестки) сложного сигнала после сжатия искажают оцениваемую ИХ канала. После адаптивной обработки сигнал представляет собой более точную оценку оцениваемой импульсной характеристики.

Заключение

Представленный алгоритм адаптивного сжатия импульсов дает более точную оценку импульсной характеристики канала по сравнению с согласованным фильтром.

ЛИТЕРАТУРА

1. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
2. Горячкин О.В. Методы слепой идентификации и их приложения // Успехи современной радиоэлектроники. 2004. № 3. с. 3–23.
3. Blunt S.D. and Gerlach K. "Adaptive Pulse Compression", IEEE Proceedings, 2004.

ИДЕНТИФИКАЦИЯ СКАЛЯРНОГО РАДИОКАНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ

Г.П. Бабур, аспирант каф. РТС

ТУСУР, г. Томск, т. 41-36-70, bg2000@mail2000.ru

Введение

В практике информационных радиотехнических систем импульсная характеристика (ИХ) канала, по которому распространяется радиосигнал, как правило, не известна с достаточной точностью для возможности синтеза оптимальных модуляторов и демодуляторов.

В радиоканалах импульсные характеристики обычно нестационарны во времени, что приводит к необходимости их периодического измерения. Это обычно вызвано многолучевым характером распространения радиоволн, вызванным переотражениями от атмосферных образований и особенностей рельефа. Таким образом, во многих задачах разработки информационных радиотехнических систем проблема оценки ИХ канала важна [1].

Особенности шумоподобных сигналов

В отличие от узкополосного сигнала, характеризующегося величинами амплитуды, частоты и начальной фазы, широкополосный шумоподобный сигнал описывается существенно большим количеством параметров. Однако большинство этих параметров описывают не мгновенные значения сигнала, а его интегральные (статистические, фрактальные, структурные) характеристики - особенности поведения и структуры за какой-то определенный промежуток времени, связанный с базой сигнала. Соответственно и для модуляции такого сигнала существует большее количество возможностей (степеней свободы), но

реализуются они за время, значительно большее, чем единичный тактовый интервал, равный длине элементарного сигнала.

Кроме того, при использовании шумоподобного сигнала, без исчерпывающего знания специфики и конкретных параметров модуляционного процесса для любого телекоммуникационного канала информативный сигнал воспринимается как однородный широкополосный шум.

Алгоритмы идентификации, основанные на методе моментов

Входные (например, шумоподобные) сигналы описываются моделью стационарных негауссовских случайных процессов [2]. Используются статистики высших (второго и более) порядков [3], называемые полиспектрами. Полагая статистики входного процесса известными, уравнения для неизвестной передаточной функции канала легко решить. Известными полагают спектральные моменты информационной последовательности и шума, а спектральный момент последовательности отсчетов на выходе канала оценивается непосредственно по наблюдаемым реализациям.

Стохастические градиентные алгоритмы коррекции

Если вектор канала известен, и выполняются условия идентифицируемости [3], то можно построить обратный оператор (выравнивающий фильтр или эквалайзер), используя то или иное решение. Если вектор канала априори неизвестен, то можно подбирать коэффициенты эквалайзера так, чтобы минимизировать некий критерий качества работы эквалайзера, используя сигналы на выходе этого фильтра. Характеристики алгоритма зависят от того, насколько хорошо подобраны начальные параметры эквалайзера.

Частными случаями данного подхода является алгоритм максимального правдоподобия, алгоритм минимума энтропии, метод кумулянтных функций и др.

При использовании сложных сигналов оценка ИХ канала возможна с помощью алгоритма адаптивного сжатия импульсов [4], основанного на оценке минимума среднеквадратической ошибки между истинной импульсной характеристикой канала и сигнала с выхода специального фильтра. Алгоритм реитерационный, т.е. коэффициенты эквалайзера находятся за конечное (фиксированное) количество итераций. В качестве начального приближения можно взять, например, согласованный фильтр.

Заключение

В данной работе рассмотрена возможность использования шумоподобных сигналов в задаче идентификации канала. Рассмотрены два

типа алгоритмов для оценки импульсной характеристики скалярного канала.

ЛИТЕРАТУРА

1. Уидроу Б., Стирнз С. Адаптивная обработка сигналов. М.: Радио и связь, 1989. 440 с.
2. Пропис Дж. Цифровая связь: Пер с англ. / Под ред. Д.Д. Кловского. М.: Радио и связь, 2000.
3. Горячкин О.В. Методы слепой идентификации и их приложения // Успехи современной радиоэлектроники, 2004, № 3, с. 3–23.
4. Blunt S.D. and Gerlach K. “Adaptive Pulse Compression”, IEEE Proceedings, 2004.

АДАПТИВНОЕ ПОДАВЛЕНИЕ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ОТКЛИКА СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ЗОНДИРУЮЩИХ ФКМ-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ

Г.П. Бабур, аспирант каф. РТС

ТУСУР, г. Томск, т.41-36-70, bg2000@mail2000.ru

Введение

Проблема обнаружения слабых эхо-сигналов на фоне сильных отражений является актуальной. Мешающие факторы в этом случае – флуктуационный шум и шум корреляции, обусловленный ненулевым уровнем боковых лепестков (УБЛ) функции неопределенности (ФН) используемого сигнала. Основными средствами для уменьшения действия этих факторов служат выборы формы сигнала и фильтра [1–6]. Рассмотрим возможность снижения уровня боковых лепестков заданного ФКМ-сигнала путем их подавления с помощью специальной обработки.

Цель работы – снижение уровня боковых лепестков сигнала с выхода согласованного фильтра приемника.

Описание алгоритма

Согласованный фильтр (СФ) максимизирует отношение сигнал/шум на выходе, однако он не учитывает взаимное влияние близко-расположенных целей друг на друга. СФ формирует сигнал, где корреляционные шумы сильного эхосигнала маскируют пиковый отсчет слабого эхосигнала. Однако методами математического моделирования было показано, что в сигнал с выхода СФ может быть взят для оценки пространственно-распределенного радиолокационного объекта и использоваться во второй итерации.

Фильтр, реализующий алгоритм адаптивного сжатия импульсов (АСИ) [7] в нашем случае состоит из трех итераций. Первая итерация – пропускание сигнала через СФ. Далее адаптивный фильтр описывается вектором $\mathbf{w}(l)$, формируемым для каждого отсчета по дальности l :

$$\mathbf{w}(l) = \rho(l)(\mathbf{C}(l))^{-1} \mathbf{s}, \quad (1)$$

где $\rho(l) = |h(l)|^\alpha$ для $0 \leq \alpha \leq 2$, $h(l)$ – оценка истинной импульсной характеристики радиолокационного объекта. В качестве оценки для второй итерации берется абсолютное значение сигнала с выхода СФ, возведенное в степень α . Для третьей итерации для оценки берется соответственно сигнал после второй итерации.

Матрица $\mathbf{C}(l)$ определяется как

$$\mathbf{C}(l) = \sum_{n=-N+1}^{N-1} \rho(l+n) \mathbf{s}_n \mathbf{s}_n^H, \quad (2)$$

где $\mathbf{s}_l$ состоит из элементов сигнала $\mathbf{s}$, смещенного на n отсчетов, и заполненного нулями остатка, где $\mathbf{s} = [s_1 \ s_2 \ \dots \ s_N]^T$ – излученный сигнал длиной N отсчетов. Например, для $n = 2$ имеем $\mathbf{s}_2 = [0 \ 0 \ s(0) \ \dots \ s(N-3)]^T$, а для $n = -2$ $\mathbf{s}_{-2} = [s(2) \ \dots \ s(N-1) \ 0 \ 0]^T$.

Результаты моделирования

Результаты работы алгоритма адаптивного сжатия импульсов, дополняющего работу согласованного фильтра, представлены на рис. 1

для смеси $u(t) = \sum_{i=1}^5 \dot{A}_i \dot{s}(t - \tau_i) + n(t)$ 5 сигналов, сформированных на основе ФКМ-последовательности длиной 31, и белого шума. Моделирование осуществлялось в программе MatLAB.

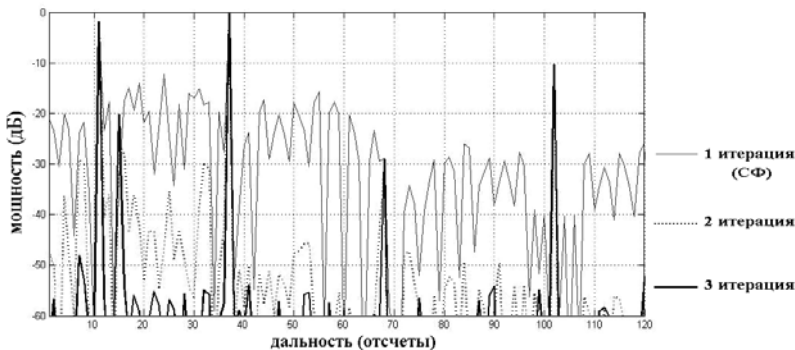


Рис. 1. Результаты работы алгоритма адаптивного сжатия импульсов на различных этапах

Из рис. 1 видно, что классический согласованный фильтр формирует сигнал, где корреляционные шумы (боковые лепестки) сильного эхо-сигнала маскируют пиковые отсчеты слабых эхо-сигналов. В свою очередь две дополнительные итерации, реализующие алгоритм адаптивного сжатия импульсов для подавления УБЛ, позволяют обнаружить слабые сигналы на фоне сильных отражений, а также максимально упростить разрешение перекрывающихся сигналов, когда задача сводится к регистрации максимумов для отсчетов, где выходной сигнал превышает заданное пороговое значение.

Заключение

Представленный алгоритм адаптивного сжатия импульсов снижает уровень боковых лепестков сигнала с выхода согласованного фильтра приемника и позволяет обнаружить слабые сигналы на фоне сильных отражений.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Амиантов И.Н.* Избранные вопросы статистической теории связи. М.: Сов. Радио. 1971. 416с.
2. *Фурман А.Я., Кривецкий А.В.* Обеспечение нулевого уровня боковых лепестков при сжатии слабо ограниченных по классам сигналов. Радиотехника, 2002, №3.
3. *Фурман А.Я., Кривецкий А.В.* Методика устранения боковых лепестков при разрешении дискретных сигналов. Тез. докл. 3-й Междунар. НТК «Цифровая обработка сигналов и ее применение». Москва, 2000.
4. *Бабур Г.П.* Методика устранения боковых лепестков отклика согласованного фильтра при использовании зондирующих ФКМ-последовательностей // Международная научно-практическая конференция Электронные средства и системы управления. 12–14 октября 2005. Томск, Россия.
5. *Марпл С.Л. мл.* Цифровой спектральный анализ и его приложения. Пер. с англ. Под. ред. И.С. Рыжака. М.: Мир, 1990.
6. *Blunt S.D. and Gerlach K.* «A Novel Pulse Compression Scheme Based on Minimum Mean-Square Error Reiteration», IEEE Radar Conference, 2003.

АНАЛИЗ СУТОЧНОЙ ИЗМЕНЧИВОСТИ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОВИДИМОСТИ ДЛЯ РАЙОНОВ МИРОВОГО ОКЕАНА

***Ю.П. Акулиничев д.т.н., профессор каф. РТС; М.Е. Ровкин, к.т.н;
И.Н. Ваулин, аспирант каф. РТС***

ТУСУР, г. Томск, т. 8(3822) 413-892, ivnic@mail.ru

Цель работы – оценить суточную изменчивость вертикальных профилей множителя ослабления для различных районов океана.

Проведем исследования для двух сезонов (зима и лето), для двух частот (10 ГГц, 100 МГц) и для трех характерных точек Мирового океана. Точки исследования предлагается выбрать в трех зонах с типичной суточной изменчивостью (см. [1]). Широты выделенных зон приводятся в следующей таблице.

Т а б л и ц а 1

Климатические зоны с типичным суточным изменением показателя преломления

Широты	Типы зон	Особенности климата	Амплитуда изменения показателя преломления, N-ед
10° – 50° ю.ш. 20° – 50° с.ш.	А	Умеренный, субтропический, тропический.	летом до 20
50° – 90° с.ш. 50° – 70° ю.ш.	Б	Субарктический, арктический, субантарктический, антарктический	до 5
10° ю.ш. – 20° с.ш.	В	Субэкваториальный, экваториальный	зимой от 10 до 25

Для исследования были выбраны следующие метеостанции Мирового океана: 1) Уруп (Охотское море) 46°12' с.ш., 150°30' в.д. (зона А); 2) Остров Зохова (Северный Ледовитый океан) 76°09' с.ш., 152°49'48" в.д. (зона Б); 3) Diego Garcia (Индийский океан) 7°21' ю.ш., 72°28'48" в.д. (зона В). Расчеты проводились для дальности 300 км, высота передающей антенны 15 м, высота приемной антенны 10 м, для ширины ДН от 3 до 7 градусов, вид диаграммы направленности $\sin x/x$, параболический тип антенны, диапазон высот от 0 до 4000 м.

В данной работе для оценки суточной изменчивости были введены следующие параметры: 1) размах регулярного суточного хода $W(h)$ [дБ] – характеризует регулярную составляющую изменчивости (h – высота [м]); т.е. разность средних значений множителя ослабления днем и ночью; 2) взвешенная величина вариации $X(h)$ [дБ] – характеризует «быстрые флуктуации» относительно $W(h)$, т.е. среднее значение отклонения множителя ослабления от его среднего значения ($X_d(h)$ – для дня, $X_n(h)$ – для ночи) («минус» в множителе ослабления опущен).

Чтобы найти $W(h)$, $X_d(h)$ и $X_n(h)$, сделаем следующее. По данным, приведенным в [2–4], восстановим средний биэкспоненциальный профиль [2]. Из базы данных AREPS30 [4] возьмем средние профили для различных типов слоистых образований (волноводов) и вероятности

их появления. Можно выделить шесть типичных состояний тропосферы: 1) одновременно присутствует поверхностный волновод (ПВ) и волновод испарения (ВИ) (профили берем из [3, 4]); 2) одновременно приподнятый атмосферный волновод (ПАВ) и ВИ (профили берем из [3, 4]); 3) одновременно присутствует ВИ и средний профиль (профили берем из [2, 4]); 4) все виды волноводов отсутствуют, в этом случае используем средний профиль, взятый из [2]; 5) присутствует только ПВ (профиль берем из [4]); 6) присутствует только ПАВ (профиль берем из [4]).

Зная из [4] вероятности появления ПВ, ПАВ и ВИ для дня и для ночи, можно вычислить вероятности для остальных ситуаций. Проведем расчет профилей множителя ослабления по профилям индекса преломления для каждой ситуации с помощью программы [5]. Получим средние профили множителя ослабления от высоты для каждой из ситуаций. Далее, складывая эти профили с весами (т.е. вероятностями), получим средний профиль множителя ослабления от высоты $V_{\text{ср}}(h)$ [дБ]. Подобные операции сделаем отдельно для дня и для ночи (получим $V_{\text{ср}\text{д}}(h)$ и $V_{\text{ср}\text{н}}(h)$) для каждой зоны, для соответствующего сезона и соответствующей длины волны. Тогда

$$W(h) = V_{\text{ср}\text{д}}(h) - V_{\text{ср}\text{н}}(h).$$

Найдем $X_{\text{д}}(h)$ и $X_{\text{н}}(h)$, как взвешенную сумму модулей разности между профилем множителя ослабления, полученного для случая среднего биэкспоненциального профиля индекса преломления, и профилем множителя ослабления, полученного для каждой из шести выделенных ситуаций. Из-за недостатка экспериментальных данных, мы не можем иметь информацию о дисперсии этих значений.

На рис. 1–2 приведены примеры полученных параметров суточной изменчивости. Аналогичные графики были получены и для других зон, времен года и частот.

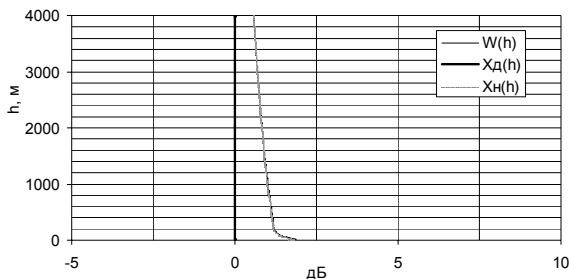


Рис. 1. Зона Б. Зима $\lambda=3$ м

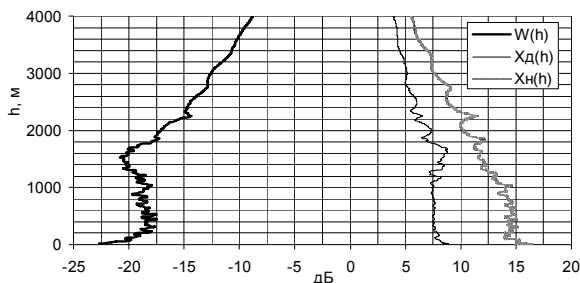


Рис. 2. Зона А. Лето $\lambda=3$ м

Для того, чтобы иметь более простую оценку суточной изменчивости были усреднены по высоте зависимости $W(h)$, $X_d(h)$ и $X_n(h)$. Результаты представлены в табл. 2–4.

Таблица 2

Зона А. Параметры суточной изменчивости уровня сигнала

Параметры	Зима			Лето		
	W , дБ	X_d , дБ	X_n , дБ	W , дБ	X_d , дБ	X_n , дБ
10 ГГц	4,79	21,38	21,96	−35,06	20,76	18,09
100 МГц	0	16,34	16,34	−22,44	8,34	15,02

Таблица 3

Зона Б. Параметры суточной изменчивости уровня сигнала

Параметры	Зима			Лето		
	W , дБ	X_d , дБ	X_n , дБ	W , дБ	X_d , дБ	X_n , дБ
10 ГГц	0,78	0	0,78	2,35	0	2,28
100 МГц	1,71	0	1,66	1,97	0	1,91

Таблица 4

Зона В. Параметры суточной изменчивости уровня сигнала

Параметры	Зима			Лето		
	W , дБ	X_d , дБ	X_n , дБ	W , дБ	X_d , дБ	X_n , дБ
10 ГГц	2,62	24,14	28,87	−11,1	39,65	36,54
100 МГц	0,42	2,40	2,79	−0,1	0,35	0,32

Подведем небольшие итоги. Результаты позволяют оценить порядок суточной изменчивости характеристик радиовидимости. Так, для зимнего периода зоны Б характерно отсутствие волноводов, что объясняется достаточно постоянной низкой температурой и низкой солнечной активностью.

Ожидаемый малый разброс значений множителя ослабления мы и наблюдаем на рис. 1. Для летнего периода зоны А характерно появление волноводов испарения, что связано с более теплым климатом; также повышение температуры днем и понижения ночью приводит к образованию волноводов различных типов; поэтому будут наблюдаться большие изменения сигнала в течение суток, что видно из рис. 2.

ЛИТЕРАТУРА

1. Kizhner L.I., Slutsky V.I., Pavlova L.V. Periodical Variations of the Refractive Index in Different Regions of the World. «Wave Propagation and Remote Sensing» Proceedings of the 7th URSI Commission F Open Symposium. Ahmedabad, India, 20–24 Nov. 1995.
2. Радиоклиматический тропосферный атлас Тихого океана / Под ред. Г.С. Шарыгина. Томск: Томск. гос. ун-т систем управления и радиоэлектроники, 2000. 171 с.
3. Ducting Climatology Summary (DCS) Program Version 2.0 21 January 1992 Naval Command, Control and Ocean Surveillance Center RDT&E Division Code 543, San Diego, CA 92152-7385 Com: 619-553-1423, Fax: 619-553-1417.
4. Advanced Refractive Effects Prediction System AREPS Version: 3.03.01.31 May 10, 2004 ApmLib31.DLL Version: 3.03.05.01 Date: 04/06/2004 Space and Naval Warfare Systems Center, San Diego Atmospheric Propagation Branch Development Team: Wayne Patterson, Gary Lindem, Amalia Barrios.
5. Ровкин, М.Е. Акулиничев Ю.П., Козлов М.П. Программа расчета характеристик поля УКВ по измеренному высотному профилю показателя преломления / Труды XX Всероссийской научной конференции «Распространение радиоволн». 2–4 июля 2002 года. Нижний Новгород. Н. Новгород: Талам, 2002. С 493–494.

СЕКЦИЯ 2

ЗАЩИЩЕННЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Председатель – Голиков А.М., к.т.н., доцент каф. РТС

ОРГАНИЗАЦИЯ ДОСТУПА К СЕТИ ИНТЕРНЕТ НА БАЗЕ ТЕХНОЛОГИИ DVB

К.В. Вишинецкий, студент 5 курса каф. РТС

ТУСУР, г. Томск, т. 8-906-950-80-55, vkv@ms.tusur.ru

Постановка задачи

В настоящее время существует проблема с доступом к ресурсам сети Интернет организаций и частных пользователей, как в отдаленных районах, где невозможно организовать прямое наземное (кабельное, модемное и др.) подключение, так и в черте города, где, например, невозможно подключить скоростной канал доступа или скорость модемной линии не слишком высокая.

Методика решения

На наш взгляд, эту проблему легко можно решить, используя систему доступа через спутник, так называемый спутниковый Интернет. Задача решается с учетом потребностей пользователя, его финансовых возможностей. Наиболее приемлемой (с точки зрения цены и сложности оборудования), является ассиметричный способ доступа к ресурсам сети.

Природа работы в Internet конечного пользователя (в отличие от пользователя корпоративного — например, провайдера и если речь не идет о таких приложениях, как те же ICQ или видеоконференцсвязь), имеет ярко выраженную асимметрию: объем получаемых данных обычно на порядок выше, чем передаваемых (все зависит от приложений — как только видеоконференцсвязь станет распространенной). Отсюда — необходимость ускорения именно приемной составляющей системы. И спутниковые технологии являются сегодня едва ли не самым эффективным и доступным решением для заметного увеличения скорости приема.

Digital Video Broadcast (DVB) — европейский стандарт цифрового спутникового телевидения, обеспечивающий высокое качество трансляции.

DVB-система с возможностью обеспечения услуг доступа в Internet отличается от чисто телевизионной DVB-системы наличием шлюза IP/DVB – некоего межсетевого интерфейса, преобразующего поток данных IP (в принципе, не только IP, но и любого другого протокола) в транспортный поток DVB.

Схема работы спутниковой DVB-системы следующая: пользователь отправляет запрос по наземной линии (с помощью dial-up соединения или по выделенной линии), приобретенной у местного Internet-провайдера; запрос маршрутизируется к оператору спутниковой DVB-системы, который и осуществляет обработку запроса и поиск информации в сети Internet; полученная в ответ информация поступает на шлюз IP/DVB, преобразуется в DVB-формат, соответствующим образом кодируется и через спутниковый канал на заявленной оператором DVB-системы скорости транслируется на приемную систему пользователя. При этом служебная информация, которую несет этот поток данных, позволяет идентифицировать пользователя по MAC-адресу приемного клиентского DVB-устройства.

То есть, между IP-адресом, с которого к DVB-оператору приходят запросы, и MAC-адресом клиентского DVB-устройства устанавливается взаимнооднозначное соответствие. Отсюда — невозможность использования в таких системах т.н. «корпоративных» адресов.

Клиентское оборудование – это компьютер, приемное DVB-устройство (либо PCI-карта, устанавливаемая в ПК, либо внешний DVB-приемник) и приемная антенна с конвертором. Также необходимо наземное соединение с местным Internet-провайдером для организации обратного канала.

Архитектура

Вся система условно разделена на следующие компоненты – передающая сторона, абонентская приемная сторона, обратный канал.

Передающая станция осуществляет взаимодействие с сетью Интернет, авторизацию клиентов, биллинг (подсчет трафика), формирование транспортного потока MPEG-2 DVB и объединение его с другими потоками MPEG-2 DVB, модуляцию и передачу высокочастотного сигнала в транспортную среду.

Абонентское оборудование принимает высокочастотный сигнал, декодирует его и преобразует в поток данных IP, если эти данные предназначены именно этому абоненту.

Обратный канал может быть образован через любую транспортную среду, обеспечивающую доступ абонента к ресурсам Интернет. Например, через модемное соединение.

Выводы по системе

К несомненным преимуществам такой системы можно отнести:

1. Сравнительно недорогое оборудование, по сравнению с наземными каналами связи.
2. Большое количество спутниковых провайдеров, как следствие большой выбор по скорости и цене на услуги.
3. При использовании дуплексной системы – независимость от наземных каналов связи.
4. Дополнительная возможность приема большого количества телевизионных каналов со спутника.

Недостатки

Проблема связана с наземным сегментом системы. Кроме задержки сигнала с геостационарного спутника, на скорость соединения заметно влияет и то, насколько «широким» каналом соединен спутниковый DVB-оператор со скоростными магистралями «большого Internet» и насколько быстро запросы и подтверждения о получении пакетов доходят от локального провайдера к спутниковому оператору.

Заключение

Используя стандартное оборудование, спутниковое и наземное, нам удалось получить высокую производительность системы при малых затратах.

Работа пользователя в данной системе внешне ничем не отличается от работы через обычные каналы доступа к Интернет. Запросы к тем или иным ресурсам Интернет формируются приложениями, используемыми пользователем (HTTP browser, FTP download, Real Player и т.д.). В случае если данные предназначены зарегистрированному пользователю, то они будут преобразованы в поток MPEG-2 DVB в соответствии с IP адресом и уникальным физическим адресом приемника пользователя. Этот поток, будет доставлен до абонента. Причем данные, предназначенные одному пользователю, будут доступны только ему и недоступны для других пользователей. Таким образом, низкоскоростной канал в Интернет необходим только для запросов, так как основной поток информации будет поступать через высокоскоростные широкополосные каналы DVB.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Спутниковые системы связи: Учеб. пособие* / Камнев В.Е., Черкасов В.В., Чечин Г. Н – М.: «Альпина Паблицер», 2004. 536 с.: ил.
2. <http://www.webboard.ru/wb.php?board=11654>
3. <http://www.syrus.ru/>
4. <http://www.univercom.ru/>

УЧЕБНЫЙ ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ СТАНДАРТА КРИПТОГРАФИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ AES (ADVANCED ENCRYPTION STANDARD)

С.В. Анисимов, студент 3 курса РТФ;

О.В. Блохин, В.А. Кочегаров, студенты 4 курса РТФ;

Е.О. Ляшенко, студентка 5 курса РТФ;

А.А. Шадрин, студент 6 курса РТФ

ТУСУР, г. Томск, gol@rts.tusur.ru

Стремительное развитие вычислительной техники и компьютеризация учебных заведений позволяет внедрять в учебный процесс новые информационные технологии. Целью работы является создание учебного комплекса, который позволит изучить новый криптографический стандарт AES.

К началу 70-х годов двадцатого столетия компьютеры получили массовое распространение и проблема защиты данных, хранимых и обрабатываемых на них, стала осознаваться все большим количеством специалистов. Поэтому в 1974 году при взаимодействии IBM, Национального бюро стандартов и Агентства национальной безопасности США появился стандарт шифрования DES (data encryption standard). Однако дальнейшее стремительное развитие вычислительной техники повлекло за собой необходимость в пересмотре существующего криптографического стандарта. В 1998 году Национальный институт стандартов и технологий США объявил конкурс на создание нового государственного стандарта шифрования. Финалистом конкурса стал алгоритм RIJNDAEL.

RIJNDAEL – это блочный шифр, имеющий архитектуру «Квадрат». Шифр имеет переменную длину блоков и различные длины ключей. Длина ключа и длина блока могут быть независимо друг от друга равны 128, 192 или 256 битам. В стандарте AES определена длина блока данных, равная 128 битам.

Преимущества: высокая эффективность на любых платформах, высокий уровень защищенности, хорошо подходит для реализации в smart-картах из-за низких требований к памяти, быстрая процедура формирования ключа, хорошая поддержка параллелизма на уровне инструкций, поддержка разных длин ключа с шагом 32 бита.

Недостатки: уязвим к анализу мощности.

В алгоритме не было обнаружено слабостей в защите, и в результате появился «Усовершенствованный стандарт шифрования» (Advanced Encryption Standard AES), который должен прийти на смену DES.

Входные, промежуточные и выходные результаты преобразований, выполняемых в рамках криптоалгоритма, называются состояниями

ми. Состояние можно представить в виде прямоугольного массива байтов. При размере блока, равном 128 битам, этот 16-байтовый массив имеет 4 строки и 4 столбца (каждая строка и каждый столбец в этом случае могут рассматриваться как 32-разрядные слова).

Ключ шифрования также представлен в виде прямоугольного массива с четырьмя строками. Число столбцов этого массива равно длине ключа, деленной на 32. В стандарте определены ключи всех трех размеров – 128 бит, 192 бита и 256 бит, то есть соответственно 4, 6 и 8 32-разрядных слова (или столбца в табличной форме представления). В некоторых случаях ключ шифрования рассматривается как линейный массив 4-байтовых слов. Слова состоят из 4 байтов, которые находятся в одном столбце (при представлении в виде прямоугольного массива).

Количество раундов в алгоритме RIJNDAEL зависит от числа 32-битных слов содержащихся во входном блоке и числа 32-битных слов содержащихся в ключе шифрования.

Раунд состоит из четырех различных преобразований: замены байтов, сдвига строк, перемешивания столбцов, сложения с раундовым ключом.

Раундовые ключи получаются из ключа шифрования посредством алгоритма выработки ключей.

Что касается расшифрования, то существует два метода: прямой и обратный. Прямой метод расшифрования подразумевает выполнение того же набора операций с применением инверсных функций, что и при зашифровании. Алгоритм обратного расшифрования представляет собой обратный порядок операций относительно алгоритма прямого шифрования, но использует те же параметры.

Учебный программный комплекс позволяет ознакомиться со стандартом, исследовать некоторые его свойства при различных режимах шифрования и провести атаку «Квадрат».

Данный комплекс может быть использован для проведения лабораторных работ по дисциплинам «Программно – аппаратные средства обеспечения информационной безопасности» и «Криптографические методы защиты информации».

ЛИТЕРАТУРА

1. *Метлицкий Ю.В.* Разработка программного комплекса для визуализации и анализа стандарта криптографической защиты AES // Дипломный проект, факультет «Кибернетики», кафедры К-12, МИФИ, 2003.
2. *Зензин О.С., Иванов М.А.* Стандарт криптографической защиты – AES. Конечные поля. М: КУДИЦ-ОБРАЗ, 2002. 176 с.

**АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС
ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ МЕТОДОВ ЗАЩИТЫ
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛЬНЫХ
ПРОЦЕССОРОВ**

С.А. Большианин, студент 4 курса РТФ;

С.В. Бузыцкий, студент 6 курса РТФ;

М.А. Горбунов, студент 3 курса РТФ;

А.П. Самарин, студент 5 курса РТФ

TVСVP, gol@rts.tusur.ru

В докладе представлен аппаратно-программный комплекс для изучения методов обработки сигналов в цифровых сигнальных процессорах. Программно-аппаратный комплекс предназначен для изучения методов обработки сигналов в цифровых сигнальных процессорах.

Комплекс был спроектирован на основе оборудования фирмы **Analog Devices Inc.** _ADDS-21992-EZ-KIT-LITE. Необходимо было реализовать примеры, работающие с сигналами звукового диапазона, в частности, пример реализации устройства спектрального анализа с БПФ по основанию 4 с использованием отладочного комплекта.

Ставилась задача реализовать КИХ-фильтры – фильтры с конечной импульсной характеристикой (КИХ) на процессоре DSP с использованием циклических буферов, задавая число звеньев и циклов (операций) умножения с накоплением. Ограничение на число звеньев фильтра, реализующего подпрограммы КИХ-фильтрации в реальном масштабе времени, определяется, прежде всего, длительностью процессорного цикла, частотой дискретизации и требуемым объемом других вычислений. Поэтому был выбран DSP ADDS-21992 со следующими техническими параметрами: 16-разрядных ЦСП ADSP21xx имеет единое вычислительное ядро, включающее 16-разрядное АЛУ, 32-разрядный регистр сдвига и 40-разрядный умножитель/аккумулятор. Эти устройства объединены между собой 16-разрядной шиной данных и 24-разрядной шиной программ. 14-разрядная внутренняя шина адреса. Быстродействие данных процессоров варьируется в диапазоне от 33 до 52 МГц. Объем ОЗУ от 4 К до 48 К слов, питание осуществляется от источников 5 В, 3,3 В, 2,5 В. Процессоры имеют удобный интерфейс поддержки прямого доступа к внутренней памяти, два последовательных синхронных порта, обеспечивающих работу с временным разделением 24- или 32-канальными фреймами. Все процессоры имеют интерфейс JTAG.

Наиболее важная операция в цифровой обработке сигналов: суммирование результатов умножения (операция, отмеченная точкой на диаграммах). Данная операция одинаково важна для цифровых фильтров, БПФ и для множества других алгоритмов цифровой обработки сигналов. Цифровой сигнальный процессор (DSP) оптимизирован для осуществления повторяющихся математических операций, таких как умножение с накоплением. Пять основных требований предъявляется к DSP, чтобы оптимизировать производительность процессора: быстрое выполнение арифметических операций, повышенная точность представления операндов, возможность одновременной выборки двух операндов, поддержка циклических буферов, организация циклов с автоматической проверкой условия завершения цикла.

Наличие полного набора средств аппаратной и программной отладки весьма важно для любого проекта, основанного на DSP. Семейство плат EZ-KIT Lite фактически является набором стартовых комплектов, содержащих отладочные платы для различных DSP. В дополнение к самому процессору, эти платы содержат АЦП и ЦАП (codec), связываемые с процессором через его последовательный порт. Все необходимые вспомогательные аналоговые и цифровые устройства находятся на платах. Управление платами осуществляется посредством персонального компьютера через последовательный порт RS-232, а также путем перестановки перемычек на плате. Программные средства, совместимые с Windows 95/98/NT, поставляются вместе с платой. Указанные программные средства включают инструменты для генерирования программ, поставляемые с некоторыми функциональными ограничениями и включающие компилятор, ассемблер, компоновщик, программу создания загрузочных модулей (PROM Splitter) и отладчик, являющийся частью интегрированной среды Visual DSP. В комплект программного обеспечения включаются также примеры приложений, такие как генератор DTMF-сигналов, подавитель эхо-сигналов, БПФ, простые цифровые фильтры и т.д. Платы EZ-KIT Lite дают разработчикам возможность при минимальных затратах ознакомиться с предлагаемыми на рынке цифровыми сигнальными процессорами.

Новые программные средства разработки для DSP – пакеты VisualDSP® и VisualDSP ++ – являются весьма простыми в использовании инструментами, работающими под управлением Windows 95|98|NT. Пакет VisualDSP является интегрированной программной средой, включающей все необходимые для отладки средства и поддерживающей ассемблер с алгебраическим синтаксисом и оптимизированный C-компилятор. Мультипроцессорное окружение также может быть смоделировано и отлажено. VisualDSP++ обеспечивает поддержку языка C++.

Подобная гибкая структура проектирования позволяет создать универсальный программно-аппаратный комплекс по изучению обработки сигналов в цифровых сигнальных процессорах. В основе ее лежат: плата EZ-KIT Lite, средство проектирования Visual DSP и компьютер.

Первый шаг в процессе проектирования – это описание архитектуры системы, которое включает такую информацию, как тип процессора, периферийные устройства (внешняя память, кодеки, хост-процессор, каналы связи), конфигурацию и т.д. Эта информация помещается в файл, называемый LDF (файл описания связей).

Следующий шаг в процессе проектирования – генерирование необходимой программы DSP. Программа может создаваться на языке высокого уровня (обычно C или C++), на языке ассемблера для DSP или с использованием обоих языков. Затем программное обеспечение должно быть отлажено с использованием программного симулятора в сочетании с некоторой аппаратной отладочной системой.

После того, как программа отлажена с использованием отладочной платы, она должна быть протестирована в разрабатываемой системе (на проектируемой плате с DSP). Внутрисхемный эмулятор, такой как EZ-ICE, обычно взаимодействует с проектируемой платой через интерфейс PCI или JTAG-интерфейс через соответствующий кабель.

Конечный этап в процессе создания программы требует генерации загрузочного модуля с использованием программы PROM Splitter.

Процесс отладки проекта после написания кода программы и успешной компиляции включает три основных этапа: **моделирование** (Simulation), **оценка** (Evaluation) и **эмуляция** (Emulation). На этапе моделирования работает моделирующая программа (симулятор), которая имитирует работу процессора.

Симулятор используется для проверки и отладки программного кода до того, как будет изготовлена плата с процессором.

На втором этапе используется оценочная плата EZ-KIT для того, чтобы определить, какой процессор наилучшим образом подходит для решения вашей задачи. Плата подключается к компьютеру с помощью кабеля через параллельный, последовательный или USB-порт.

На третьем этапе, когда устройство уже изготовлено, можно выполнить тестирование платы с помощью специального аппаратно-программного модуля — эмулятора. Этот модуль управляет цифровым сигнальным процессором через JTAG-интерфейс и позволяет подробно отследить выполнение программного кода.

Все эти преимущества позволили реализовать на практике некоторые методы обработки сигналов: БПФ и КИХ-фильтрацию используя среду отладки VisualDSP . А также реализовать программу лабора-

торного практикума для изучения возможностей цифровых сигнальных процессоров DSP.

В результате проделанной работы был разработан учебный аппаратно-программный комплекс. Был произведен выбор структурной схемы комплекса, выбор ЦСП, выбор управляющей программы, предложены алгоритмы цифровой фильтрации и ДПФ, реализация программного кода алгоритмов, предложена методика проведения лабораторного практикума.

ЛИТЕРАТУРА

1. *General DSP Training and Workshops*:
<http://www.analog.com/industry/dsp/training>
2. *DSP Designer's Reference (DSP Solutions) CDROM*, Analog Devices, 1999.
3. *Эммануил С. Айфичер, Барри У. Джервис*. Цифровая обработка сигналов: практический подход, 2-е издание. М.: Изд-во Вильямс, 2004. 992 с.

BLUETOOTH-МОДУЛИ

Е.А. Дьячкова, студентка 6 курса, каф. СВЧиКР

Р.С. Мельников, инженер НИИ ЭТОСС

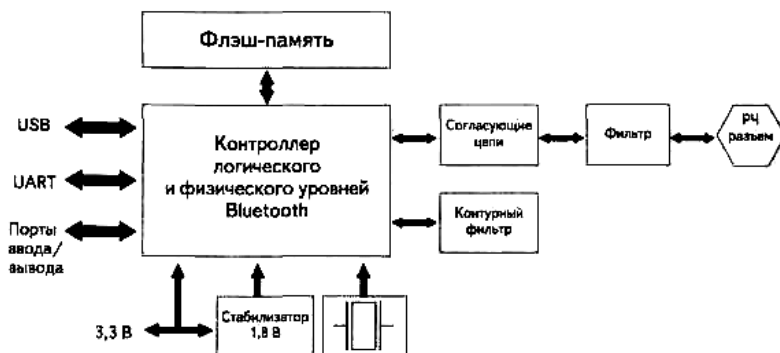
ТУСУР, г. Томск, т. 51-27-03, roman_etoss@mail.ru

Широкий интерес к технологии беспроводной связи Bluetooth привел к увеличению числа производителей компонентов для Bluetooth и существенному снижению цены на готовые изделия с поддержкой этого стандарта обмена данными. Классифицировать все многообразие компонентов Bluetooth целесообразно по критерию «степень интеграции». Условно можно разбить все Bluetooth-компоненты на три поколения. Для построения полноценного Bluetooth-модуля понадобится пять-шесть микросхем первого поколения, три-четыре второго поколения и всего одна или две третьего поколения. Многие производители радиоэлектронной аппаратуры все больше отдают предпочтение готовым модулям – компонентам третьего поколения.

Bluetooth-модули 3-го поколения являются законченными полнофункциональными устройствами, допускающими встраивание их в новую разработку с минимумом дополнительных компонентов или вообще без них. Типовая схема модуля приведена на рисунке.

Такие модули пользуются максимальной популярностью среди разработчиков среднесерийной продукции благодаря широкому выбору этих компонентов, их хорошей взаимозаменяемости и сравнительно низкой стоимости (в оптовых количествах цена не превышает \$15). Перечень производителей Bluetooth-модулей огромен, многие из них выпускаются

малоизвестными южноазиатскими фирмами, поэтому рассмотрим более подробно общие черты и различия Bluetooth-модулей разных производителей, доступные на отечественном рынке.



Типовая схема

В таблице приведены сравнительные характеристики наиболее доступных/распространенных/ярких Bluetooth-модулей.

Общие черты

- **Программный интерфейс.** На программном уровне все Bluetooth-модули имеют интерфейс HCI (Host Controller Interface), объединяющий протоколы LMP и L2CAP. Все модули, сертифицированные на соответствие спецификации Bluetooth, обязаны «понимать» любые команды HCI, но при этом стандартом не запрещено использование в модулях собственных уникальных команд.

Отличия

- **Физический интерфейс.** Физические интерфейсы Bluetooth-модулей стандартизированы и универсальны для всех устройств класса, это транспорты USB, UART и RS232. На практике наиболее часто встречаются лишь первых два. Кроме этого, большинство модулей имеют интерфейс для подключения аудиокодека (PCM) и ряд выводов общего назначения (GPIO), которые пользователь может использовать по своему усмотрению.

- **Класс мощности.** Стандартом оговорено 3 класса Bluetooth-компонентов по выходной мощности, реально же на рынке представлены модули класса I и класса II. Следует, однако, учитывать, что соответствие определенному классу мощности не означает, что модуль будет работать на максимально допустимой мощности для данного класса. Например, устройства, соответствующие классу II, могут выпускаться с максимальной мощностью в 2 дБм, притом что стандарт допускает 4 дБм.

Таблица сравнительных характеристик некоторых Bluetooth-модулей

Название	APM8562	APM1842	MODSMTC-21	ROK104001	BTM-001	WBC-02	ABM-200-1XXX	ABM-200-2XXX	ABM-300-2GSMB	ABM-300TMA-2XXX
Производитель	Asia Pacific Microsystems, Inc.		Blue2bfree	Infineon	GlobalSat	JL World Corp. Limited	AirLogic			
Класс мощности	II	II	II	II	II	II	I	II	II	II
Контроллер	не указан		CSR BlueCore-II	PBM99080	CSR BlueCore-II	Не указан				
Выходная мощность, макс, дБм	0/+4	0,5	-3/не указано	+1,5/+4	0,5	+1,5/не указано	0,8	0,5	0,5	0,5
Чувствительность приемника, тип, дБм	-85	-85	-80-	-80	-80	-81	-88	-88	-84	-84
Интерфейсы	USB, UART, PCM, GPIO									
Корпус	LGA 36 выводов	LGA 38 выводов	LGA 34 вывода	LGA 87выводов	LGA 34-вывода	LGA 41вывод	SMD36-выводной	SMD 30 выводов	SMD, 26 выводов	SMD, 40 выводов

Продолжение таблицы

Название	APM8562	APM1842	MODSMTC-21	ROK104001	BTM-001	WBC-02	ABM-200-1XXX	ABM-200-2XXX	ABM-300-2GSMB	ABM-300TMA-2XXX
Габаритные размеры, мм (Д×Ш×В)	7×7×1,8	14×32×2,45	25×14,5×2,3	15,5×10,5×2,125	14,5×2,4	19×13×327,5	15×2,8	18×14×29,6	9,6×1,9	10,5×10,5×1,9
Диапазон питающих напряжений, В	2,3–3,63	3,3–7	2,7–3,6	2,8–6,5	2,8–3,3	3,1–3,6 или 1,8–1,9	2,7–3,6	2,7–3,6	2,2–4,2	2,2–4,2
Потребляемый ток, не более, мА	Не указан	60	78	Не указано	60	50	Не указано	28	28	28
Температурный диапазон, °С	–40...+85	–40...+85	–25...+75	–25...+75	–20...+70	25...+75	–20...+70			
Наличие встроенной антенны	Нет	Да	Нет	Нет	Нет	Нет	Нет	Нет	Нет	Нет
Поддержка соединений «точка-мульти-точка»	Не указано		Да		Не указано					
Дополнительные особенности	Отсутствует встроенный резонатор	Перезаписываемая флэш-память 4Мбит	Перезаписываемая флэш-память 8Мбит	Может поставляться с SPR-профилем			Требуется два питающих напряжения		Отсутствует встроенный резонатор	

- **Поддержка пикосетей.** Не все модули поддерживают соединение типа «точка-мультиточка», некоторые поддерживают лишь соединения типа «точка-точка».

- **Наличие встроенной периферии.** К встроенной периферии чаще всего относится аудиокодек.

- **Наличие/отсутствие встроенной антенны**

- **Корпус.** Bluetooth-модули имеют довольно широкий диапазон в плане габаритов и способов монтажа — от «старомодных» плат с выводами в виде PLS-линейки до современных корпусов BGA, по площади не превышающих 1 см².

- **Рабочий диапазон температур.** Чаще Bluetooth-модули предназначены для работы в расширенном диапазоне температур.

- **Техническая поддержка.** Техническая поддержка существенно отличается у фирм-производителей Bluetooth-модулей. Если некоторые производители сопровождают свою продукцию лишь листком с указанием назначения выводов, то другие обеспечивают пользователя полноценной документацией, отладочными и оценочными наборами, программным обеспечением, поддержкой пользователя на веб-сайте и с помощью электронной почты.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Кратько А., Александров Р.* Обзор компонентов Bluetooth //Компоненты и технологии. №9.2005.

СИСТЕМА АНАЛИЗА РИСКОВ И КОНТРОЛЯ ПОЛИТИКИ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ КОМПЬЮТЕРНЫХ СЕТЕЙ ПРЕДПРИЯТИЯ

О.Ю. Хохлова, студентка 4 курса РТФ;

Ю.Н. Черепанова, студентка 5 курса РТФ;

В.Н. Чередниченко, студент 6 курса РТФ

ТСУСР, gol@rts.tusur.ru

Система предназначена для анализа рисков и проверки, организационных мер обеспечения информационной безопасности на предприятии. Система производит оценки возможного ущерба, который понесет предприятие в результате реализации угроз безопасности, а также определение слабых мест в политики безопасности предприятия.

В настоящее время имеется большое разнообразие, как методов, так и реализующих программных средств:

✓ **Гриф.** Комплексная система анализа и управления рисками информационной системы компании. Позволяет провести полный анализ рисков, получить полную картину всех угроз, актуальных для вашей информационной системы, оценить насколько критичны уязвимости и к каким потерям они могут привести.

✓ **Кондор.** Система разработки и управления политикой безопасности информационной системы компании на основе стандарта ISO 17799 . Определяет слабые места в вашей информационной системы.

Под **анализом информационных рисков** понимается процесс комплексной оценки защищенности информационной системы с переходом к количественным и качественным показателей рисков.

Из определения следует, что на выходе алгоритма анализа рисков можно получить либо количественную **оценку рисков** (риск измеряется в деньгах), либо – **качественную** (уровни риска; обычно: высокий, средний, низкий).

Кроме того, анализ рисков также отличается по используемому подходу; обычно условно выделяется анализ рисков базового и полного уровня. Для анализа рисков **базового** уровня достаточно проверить риск невыполнения требований общепринятого стандарта безопасности (обычно ISO 17799) с получением на выходе качественной оценки уровня рисков (высокий, средний, низкий).

Основное отличие **полного** анализа рисков от базового состоит в необходимости построения полной модели анализируемой информационной системы. Модель должна включать: виды ценной информации, объекты ее хранения; группы пользователей и виды доступа к информации; средства защиты (включая политику безопасности), виды угроз.

Какой бы не был подход, главное чтобы полученные результаты были эффективны при реализации защиты информации, поэтому разработанный продукт опирается на оба метода.

В любой методике управления рисками необходимо идентифицировать риски, как вариант – их составляющие (угрозы и уязвимости).

Под **угрозами безопасности информации** понимается потенциально возможное событие, процесс или явление, которые могут привести к утрате целостности, конфиденциальности или доступности информации. Все множество потенциальных угроз безопасности информации может быть разделено на два класса.

Случайные или непреднамеренные – это угрозы, которые не связаны с преднамеренными действиями злоумышленников и реализуются в случайные моменты времени. Реализация угроз этого класса приводит к наибольшим потерям информации – по статистическим дан-

ным – до 80% от ущерба. К ним относятся стихийные бедствия и аварии, сбои и отказы в работе системы, ошибки пользователей и обслуживающего персонала.

Второй класс это преднамеренные угрозы. К ним относятся шпионаж и диверсии, несанкционированный доступ к информации, вредительские программы. Кроме этого возможности осуществления вредительских воздействий в большой степени зависят от статуса злоумышленника. Наибольший вред могут нанести работники службы безопасности информации. Далее идут системные программисты, прикладные программисты и инженерно-технический персонал. На практике опасность злоумышленника зависит также от финансовых, материально-технических возможностей и квалификации злоумышленника.

Уязвимость – некая неудачная характеристика системы, которая делает возможным возникновение угрозы.

Существует ряд подходов к измерению рисков. В данном случае выбрана оценка рисков по трем факторам. Риск определяемый следующим образом:

$$\text{РИСК} = P_{\text{угрозы}} \times P_{\text{уязвимости}} \times \text{ЦЕНА ПОТЕРИ.}$$

Зависит от уровней (вероятностей) угроз и уязвимостей, а также и от цены потери.

Цена потери — это качественная или количественная оценка степени серьезности происшествия.

Наиболее распространенный в настоящее время является подход, основанный на учете различных факторов, влияющих на уровни угроз и уязвимостей.

Для оценки угроз были выбраны следующие косвенные факторы:

- Наличие в системе информации, представляющей интерес для потенциальных внутренних или внешних нарушителей.
- Моральные качества персонала.
- Возможность извлечь выгоду из изменения обрабатываемой в системе информации.

Для оценки уязвимостей были выбраны следующие косвенные факторы:

- Осведомленность руководства о действиях сотрудников.
- Характер используемого на рабочих местах оборудования и ПО.
- Полномочия пользователей.

Учитывая это, список вопросов, составленный при изучении разделов стандарта ISO 17799 был разделен на две части – влияющих на уровень угроз и влияющих на уровень уязвимости. Напротив фиксированных вариантов ответов было поставлено определенное количество баллов. Итоговая оценка уровней определялась суммированием баллов.

Для определения факторов влияющих на уровень угроз, приведем следующий вопрос с вариантами ответов:

Может ли раскрытие информации принести прямую финансовую или иную выгоду сотрудникам?

Варианты ответов:

а). Да 15

б). Нет 0

Для определения факторов влияющих на уровень уязвимости, приведем следующий вопрос с вариантами ответов:

Есть ли у сотрудников возможность осуществить несанкционированный доступ к информации (например, когда их непосредственно не контролируют, по вечерам и т.п.)?

а). Да 20

б). Нет 0

После ответа на все вопросы мы получаем подробный отчет о состоянии дел в существующей политике безопасности организации.

В системе блок опроса при взаимодействии с пользователем определяет информацию, функционирующую в данной информационной системе, пользователей системы и аппаратные средства, предназначенные для обработки и хранения информации. Следующий этап работы позволяет определить места хранения информации (осуществить привязку данных) и оценить ущерб, который понесет компания в случае реализации одной из трех классических угроз, направленных на информацию. После проделанной работы мы переходим к следующему этапу – этапу «Проверки организационных мер обеспечения информационной безопасности на соответствие положением МСБ ISO 17799. Блок опроса системы, учитывая ответы на вопросы, оценивает уровни уязвимости и угрозы. Теперь необходимо определить доступ пользователей и его права (чтение, запись, удаление) ко всем ресурсам, содержащим ценную информацию. На данном этапе работы с целью определение эффективности системы защиты информации требуется определить и внести в систему полную стоимость затрат на обеспечение информационной безопасности. Происходит процесс анализа рисков и система генерирует отчет.

Блок опроса при взаимодействии с пользователем определяет – имеет ли тот или иной пользователь доступ к информации, хранящейся на ресурсах системы. В случае если у пользователя отсутствует доступ, то уровень угрозы со стороны пользователь определяется как нулевой и складывается с общим уровнем угрозы. В случае если доступ существуют, то определяются права доступа- право на чтение, запись и удаление. Каждый из этих параметров влияет на уровень угрозы со

стороны сотрудников, в результате определяется общий уровень угрозы. Полученные данные записываются в базу данных.

Далее происходит процесс оценки риска, и выводятся количественная и качественная оценка риска, по ранее определенной формуле. Качественный показатель риска измеряется в шкале от 0 до 7 со следующими определениями уровней риска:

1. Риск практически отсутствует.
2. Риск очень мал.
3. Риск мал.
4. Риск существенный.
5. Риск очень существенный.
6. Риск велик.
7. Риск очень велик.

Количественный показатель риска определяется в денежном эквиваленте. Шкала для определения уровня защиты выбрана следующая:

6. Уровень защиты высокий
5. Уровень защиты выше среднего
4. Уровень защиты средний
3. Уровень защиты ниже среднего
2. Уровень защиты низкий
1. Уровень защиты очень низкий.

Тестирование системы дало следующие результаты.

Тест 1. При проверки организационных мер, осуществил невыполнения большинства требования международного стандарта ISO 17799. Это позволит увеличить уровень уязвимости системы. Мы заметили, что уровень рисков на рабочей станции номер два выше – чем на номер один. Это говорит о том что, предоставление привилегированный прав доступа к информации, увеличивает уровень угрозы.

Тест 2. Теперь наоборот, попробуем выполнить как можно больше требований стандарта ISO17799. Это позволит увеличить уровень защищенности системы и в некоторых случаях понизить уровень угроз. Из представленного материала мы видим, что произошло уменьшение риска до определенного уровня. Однако уровень угрозы со стороны сотрудников остался на определенном уровне, и это дало о себе знать. В целом система оценила уровень защиты как выше среднего.

Полученные данные говорят о том, что не соблюдение положений стандарта ISO 17799 приводит к увеличению риска связанного с угрозой конфиденциальности, целостности и доступности. Это в полнее справедливо так как, стандарт определяет базовый набор требований безопасности для широкого класса ИС, который формируется в результате обобщения мировой практики.

Разработанная система является удобной и понятной рядовому пользователю, и позволяет быстро произвести оценку информационных рисков и проверить организационные меры по обеспечению информационной безопасности на предприятии на соответствие требованиям международного стандарта ISO 17799.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Медведевский И.* Практическое применение международного стандарта безопасности информационных систем ISO 17799. 2003. [Электронный ресурс].
2. *Программный* комплекс анализа и контроля рисков информационных систем компаний «Гриф». Компании Digital Security. <http://www.dsec.ru>
3. *Программный* комплекс проверки политики информационной безопасности компании «Кондор+» Компании Digital Security <http://www.dsec.ru>

ПРОЕКТИРОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРОВ ПСП ДЛЯ ПОТОЧНЫХ ШИФРОВ

Е.В. Игоничкина, аспирант каф. РТС

ТУСУР, г. Томск, iev109@mail.ru

Для шифрования информации в реальном режиме времени используются поточные шифры. Криптостойкий поточный шифр должен строиться на основе качественного генератора псевдослучайных последовательностей (ПСП). В докладе рассматриваются строительные блоки, лежащие в основе генераторов псевдослучайных последовательностей.

В спутниковых системах связи и в системах связи многопозиционных измерительных комплексов, расположенных на земле, строгие требования предъявляются не только к защищенности передаваемых данных, но и к скорости передачи данных, следовательно, и к скорости шифрования и расшифрования. Использование поточных шифров позволяет решить обе поставленные задачи.

При реализации поточных криптосистем возникает необходимость в формировании качественной ПСП. Генератор ПСП, ориентированный на использование в системах поточного шифрования, должен удовлетворять следующим требованиям [1]:

- криптографическая стойкость;
- статистическая безопасность;
- большой период формируемой последовательности;
- эффективная аппаратная и программная реализация.

Основным свойством криптостойкого генератора ПСП является непредсказуемость влево – криптоаналитик, знающий принцип работы

такого генератора, имеющий возможность анализировать фрагмент $\gamma_{i+1}\gamma_{i+2}\dots\gamma_{i+(t-1)}$ выходной последовательности, но не знающий используемой ключевой информации, для определения предыдущего выработанного элемента последовательности γ_{i-1} не может предложить лучшего способа, чем подбрасывание монетки.

Статистически безопасный генератор ПСП должен удовлетворять следующим требованиям:

- ни один статистический тест не обнаруживает в ПСП каких-либо закономерностей, иными словами, не отличает эту последовательность от истинно случайной;
- нелинейное преобразование, зависящее от секретной информации (ключа), используемое для построения генератора, должно обладать свойством «размножения» искажений;
- при инициализации случайными значениями генератор порождает статистически независимые ПСП.

Рассмотрим основные строительные блоки, используемые при построении генераторов ПСП.

Важнейшим классом ПСП являются последовательности, формируемые генераторами на основе *регистра сдвига с линейными обратными связями*, LFSR (Linear Feedback Shift Register). Основными достоинствами LFSR являются:

- простота аппаратной и программной реализации;
- максимальное быстродействие;
- хорошие статистические свойства формируемых последовательностей.

LFSR, к сожалению, не являются криптостойкими, поэтому используются лишь в качестве строительных блоков. Большинство реальных поточных шифров основаны на LFSR, т.к. они просты в реализации.

Примером поточного шифра, построенного на базе LFSR является шифр A5 [2], используемый в системах GSM (Group Special Mobile) для закрытия связи между абонентом и базовой станцией. Он является европейским стандартом для цифровых сотовых мобильных телефонов.

Очень эффективна с точки зрения производительности схема, называемая *аддитивным генератором*. Самостоятельного значения эти генераторы в силу своей криптографической слабости не имеют, но могут использоваться в качестве строительных блоков при создании стойких генераторов ПСП. Генератор состоит из n регистров разрядностью M каждый и сумматора по модулю 2^M .

Примером аддитивного генератора является Fish (Fibonacci shrink-ing generator – прореживаемый генератор Фибоначчи).

Основная нагрузка по обеспечению требуемого уровня криптостойкости во многих шифрах ложится на *блоки замены* (substitution), или S -блоки. Логика работы восьмиразрядного S -блока определяется

таблицей замен размерности 8×256 , которая содержит все возможные значения байта, случайным образом перемешанные.

Для каждого входного значения i ($0 \leq i \leq 255$) в ячейке таблицы с адресом i хранится заменяющее значение $S(i)$. Задача получения качественной таблицы замен является нетривиальной.

Поточный шифр RC4 является примером шифра, использующего блок замен. В алгоритме RC4 используются два 8-разрядных счетчика и один 8-разрядный блок замен (S -блок).

Перспективным направлением является использование нелинейного стохастического генератора ПСП, получившего название RFSR (Random Feedback Shift Register) [1]. RFSR строится на основе R -блоков. Для построения генератора RFSR нужно, в схеме аддитивного генератора, вместо блоков сложения по модулю 2^M использовать R -блоки. Основное достоинство RFSR – эффективная программная реализация.

Примером поточного шифра, использующего R -блоки, является GATE [1].

Новой является идея использования сдвиговых регистров с обратной связью по переносу [3], или FCSR (Feedback with Carry Shift Register), похожих на LFSR. В обоих есть сдвиговый регистр и функция обратной связи, разница в том, что в FCSR есть также регистр переноса. Вместо выполнения XOR над всеми битами отводной последовательности, как в LFSR, в FCSR эти биты складываются друг с другом и с содержимым регистра переноса. Результат по модулю 2 становится новым битом. Результат, деленный на 2, становится новым содержимым регистра переноса.

Поточные шифры на базе FCSR не описаны в литературе, т.к. теория еще слишком нова [3].

На сегодняшний день наиболее активно для построения криптосистем поточного шифрования используются генераторы на основе LFSR и аддитивные генераторы, не отличающиеся высокой криптостойкостью. Основная нагрузка по обеспечению требуемого уровня криптостойкости во многих шифрах ложится на S -блоки. Таким образом, наиболее эффективным представляется проектирование поточных шифров с использованием S -блоков и генераторов на основе LFSR при аппаратной реализации криптосистемы и генераторов на основе RFSR – при программной реализации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Асосков А.В., Иванов М.А., Мирский А.А., Рузин А.В., Сланин А.В., Тютвин А.Н. Поточные шифры. М.: КУДИЦ-ОБРАЗ, 2003. 336 с.
2. Поточные шифры. Результаты зарубежной открытой криптологии // <http://www.ssl.stu.neva.ru/psw/crypto.html>
3. Шнайер Б. Прикладная криптография. Протоколы, алгоритмы, исходные тексты на языке Си. М.: ТРИУМФ, 2002. 816 с.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ НАДЕЖНОСТИ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ СТАНДАРТОВ ЭЛЕКТРОННОЙ ЦИФРОВОЙ ПОДПИСИ

Е.В. Игоничкина, аспирант каф. РТС

ТУСУР, г. Томск, iev109@mail.ru

В докладе проведен сравнительный анализ надежности российских стандартов цифровой подписи ГОСТ Р 34.10-94 и ГОСТ Р 34.10-2001.

Технология применения системы электронной цифровой подписи (ЭЦП) предполагает наличие сети абонентов, посылающих друг другу подписанные электронные документы. Для каждого абонента генерируется пара ключей: секретный и открытый. Секретный ключ хранится абонентом в тайне и используется им для формирования ЭЦП. Открытый ключ известен всем другим пользователям и предназначен для проверки ЭЦП получателем подписанного электронного документа. Иначе говоря, открытый ключ является необходимым инструментом, позволяющим проверить подлинность электронного документа и автора подписи. Открытый ключ не позволяет вычислить секретный ключ [1].

На сегодняшний день существует два отечественных стандарта ЭЦП: ГОСТ Р 34.10-94 и ГОСТ Р 34.10-2001. В этих стандартах для генерации пары ключей (секретного и открытого) используются разные математические схемы.

Надежность цифровой подписи определяется стойкостью к криптоаналитическим атакам алгоритма ЭЦП. Выясним, какую криптостойкость обеспечивают отечественные стандарты.

Стойкость старого отечественного стандарта ГОСТ Р 34.10-94 основана на сложности решения частной задачи дискретного логарифмирования в простом поле $GF(p)$.

В настоящее время наиболее быстрым алгоритмом решения общей задачи дискретного логарифмирования является алгоритм обобщенного решета числового поля, вычислительная сложность которого оценивается как $I_r = O(\exp(c(\ln p)^{1/3}(\ln \ln p)^{2/3}))$ операций в поле $GF(p)$, где $c \approx 1,92$.

Методами решения частной задачи дискретного логарифмирования являются также ρ - и λ -метод Полларда и некоторые близкие методы, требующие для ее решения выполнения порядка $I_\rho = \sqrt{\pi q}/4$ операций умножения в поле $GF(p)$.

Стойкость нового российского стандарта ГОСТ Р 34.10-2001 основана на сложности решения задачи дискретного логарифмирования в группе точек эллиптической кривой.

В настоящее время наиболее быстрыми алгоритмами решения задачи дискретного логарифмирования в группе точек эллиптической

кривой при правильном выборе параметров считаются p -метод и λ -метод Полларда [2]. Так для улучшенного p -метода Полларда вычислительная сложность оценивается как $I_{p'} = \sqrt{\pi q/4}$.

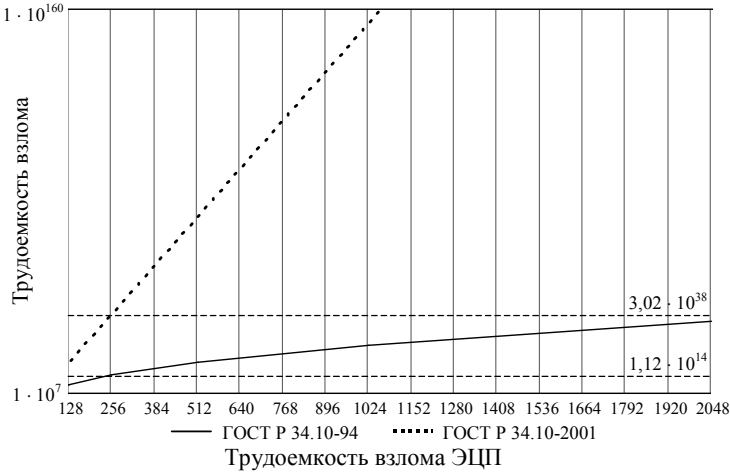
В таблице приведена оценка вычислительной сложности решения задач дискретного логарифмирования в простом поле и в группе точек эллиптической кривой.

Трудоёмкость взлома отечественных стандартов ЭЦП

Порядок поля p и порядок q базовой точки P (в разрядах)	I_r	$I_{p'}$
128	$1,35 \cdot 10^{10}$	$1,63 \cdot 10^{19}$
256	$1,12 \cdot 10^{14}$	$3,02 \cdot 10^{38}$
512	$1,76 \cdot 10^{19}$	$1,03 \cdot 10^{77}$
1024	$1,32 \cdot 10^{26}$	$1,19 \cdot 10^{154}$
1536	$1,31 \cdot 10^{31}$	$1,38 \cdot 10^{231}$
2048	$1,53 \cdot 10^{35}$	$1,59 \cdot 10^{308}$

Представим полученные результаты графически на рисунке. Для наглядности будем использовать логарифмическую шкалу.

По оси абсцисс отложен порядок циклической подгруппы группы точек эллиптической кривой q , для нового стандарта, и, соответствующий ему параметр p , из старого стандарта. По оси ординат отложено число операций в логарифмическом масштабе.



Из графика видно, что, при одинаковом порядке параметров q и p , взлом нового российского стандарта, использующего вычисления в группе точек эллиптической кривой, потребует выполнения большего

числа операций, чем взлом старого стандарта, который базируется на использовании несимметричных криптографических преобразований, выполняемых в кольцах. Так, при 256-разрядных q и p , трудоемкость взлома нового стандарта составляет $3,02 \cdot 10^{38}$, а старого – $1,12 \cdot 10^{14}$.

Также из графика (рисунок 1) видно, что для обеспечения трудоемкость взлома ЭЦП, например, 10^{30} операций в ГОСТ Р 34.10-94 необходимо использовать 1536-разрядное p , а в ГОСТ Р 34.10-2001 достаточно использовать 256-разрядное q .

Основываясь на полученных оценках, можно сделать вывод, что схема ЭЦП ГОСТ Р 34.10-2001, базирующаяся на математическом аппарате эллиптических кривых, является более стойкой по сравнению со схемой ЭЦП ГОСТ Р 34.10-94, основанной на сложности решения задачи дискретного логарифмирования в простом поле. Другими словами в новом российском стандарте ЭЦП можно использовать меньшую длину ключа, чем в старом, без понижения безопасности всей системы.

Следует предположить, что в ближайшие несколько десятилетий получат распространение криптографические алгоритмы и протоколы, в основу построения которых будет положена математика эллиптических кривых.

ЛИТЕРАТУРА

1. Романец Ю.В., Тимофеев П.А., Шаньгин В.Ф. Защита информации в компьютерных системах и сетях. М.: Радио и связь, 2001. 376 с.
2. Бондаренко М.Ф., Горбенко И.Д., Качко Е.Г., Свиначев А.В., Григоренко Т.А. Сущность и результаты исследований свойств перспективных стандартов цифровой подписи Х9.62-1998 и распределения ключей Х9.63-199Х на эллиптических кривых // www.bezpeka.com

НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ АНАЛИЗА ЗАЩИЩЕННОСТИ СЕТЕЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

*Е.О. Ляшенко, студентка 5 курса РТФ; Б.В. Илюхин, доцент каф. РТС
ТУСУР, г. Томск, kiev_leo@ngs.ru*

При построении любой современной информационной системы практически невозможно обойтись без разработки и реализации механизмов ее защиты. Поэтому, вопрос защиты локальной сети и ее компонентов становится весьма важным и актуальным. Целью данной работы является рассмотрение существующих систем анализа защищенности компьютерных сетей.

Системы анализа защищенности, также известные как сканеры безопасности или системы поиска уязвимостей [1], должны проводить всесторонние исследования систем с целью обнаружения уязвимостей, которые могут привести к нарушениям политики безопасности. Ре-

зультаты, полученные от средств анализа защищенности, представляют своеобразный «мгновенный снимок» состояния защиты системы в данный момент времени. Несмотря на то, что эти системы не в состоянии обнаруживать атаку в процессе ее развития, они могут определить потенциальную возможность реализации атак.

Существует два основных механизма, с помощью которых, сканер проверяет наличие уязвимости – сканирование и зондирование.

Сканирование – механизм пассивного анализа, с помощью которого сканер пытается определить наличие уязвимости без фактического подтверждения ее наличия – по косвенным признакам. Этот метод является наиболее быстрым и простым для реализации.

Зондирование – механизм активного анализа, который позволяет убедиться, присутствует или нет на анализируемом узле уязвимость. Зондирование выполняется путем имитации атаки, использующей проверяемую уязвимость. Этот метод более медленный, чем «сканирование», но почти всегда гораздо более точный, чем он.

Пассивная стратегия анализа защищенности системы, как правило, реализуется на уровне операционной системы, СУБД и приложений, при которой осуществляется анализ конфигурационных файлов и системного реестра на наличие неправильных параметров, на наличие легко угадываемых паролей, а также других системных объектов на предмет нарушения политики безопасности. Вторая стратегия, – активная, – осуществляется в большинстве случаев на сетевом уровне, позволяющая воспроизводить наиболее распространенные сценарии атак, и анализировать реакции системы на эти сценарии.

Функционировать системы анализа защищенности могут практически на всех уровнях информационной инфраструктуры: физической сети, операционной системы, СУБД и другого прикладного программного обеспечения. Наибольшее распространение получили средства анализа защищенности сетевых сервисов и протоколов. Связано это, в первую очередь, с универсальностью используемых протоколов. Изученность и повсеместное использование такого стека протоколов, как TCP/IP привело к созданию большого количества систем, позволяющих с высокой степенью эффективности проверять защищенность информационной системы, работающей в данном сетевом окружении, независимо от того, какое программное обеспечение функционирует на более высоких уровнях. К таким системам относится, например, сканер Nessus, позволяющий анализировать состояние защищенности сети путем сканирования TCP и UDP портов. Вторыми по распространенности являются средства анализа защищенности операционных систем. Связано это также с универсальностью и распространенностью некоторых операционных систем (например, UNIX и Windows NT/200X). Однако, из-за того, что каждый производитель вносит в операционную систему свои изменения (ярким примером является множество разновидностей ОС UNIX), средства анализа защищенно-

сти ОС анализируют в первую очередь параметры, характерные для всего семейства одной ОС. На сегодняшний день широко распространены такие коммерческие сканеры, как NetRecon компании Symantec, Internet Scanner компании ISS и CyberCop Scanner компании NAI, позволяющие анализировать операционные системы семейства UNIX и Windows. Средств анализа защищенности СУБД и приложений на сегодняшний день не так много. Наиболее известным и мощным сканером уязвимости баз данных является Database Scanner, предназначенный для широко распространенных прикладных систем, типа Web-браузеров Netscape Navigator и Microsoft Internet Explorer, СУБД Microsoft SQL Server и Oracle, Microsoft Office и т.п.

На данный момент существует ряд автоматизированных программных и программно-аппаратных комплексов для анализа и обеспечения информационной безопасности систем: «Гриф», «Гриф-Мережа», «Кондор+», «Мираж» и др.

К сожалению, ни одно из известных авторам устройств (программных продуктов) не позволяет с достаточной степенью вероятности обеспечить полную информационную безопасность локальной сети. Отчасти это можно объяснить отсутствием четко сформулированной политики правительства в области информационной безопасности, и как следствие – отсутствием принятых и утвержденных национальных стандартов по информационной защите вычислительных сетей и формализованных требований к их построению. В связи с этим, при проектировании и построении локальной сети, на наш взгляд, целесообразно использовать сочетания разных программно – аппаратных продуктов.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Домарев В.В.* Безопасность информационных технологий. Системный подход: К.: 000 «ГИД «ДС», 2004. 992 с.
2. *Уэнстром М.* Организация защиты сетей Cisco.: Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2005. 768с.
3. *Амато Вито.* Основы организации сетей Cisco, том 2., испр. изд.: Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. 464 с.
4. Международный стандарт безопасности информационных систем ISO 17799.

ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ КОДИРОВАНИЯ И ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В WLAN СТАНДАРТА 802,11 b/g

*А.В. Майков, студент 5 курса каф. РТС РТФ
ТУСУР, г. Томск, т. 8-906-198-31-57*

Повсеместное распространение беспроводных сетей, развитие инфраструктуры хот-спотов, появление мобильных технологий со встроенным беспроводным решением (Intel Centrino) привело к тому, что конечные пользователи и корпоративные клиенты стали обращать

все большее внимание на беспроводные решения. Такие решения рассматриваются, прежде всего, как средство развертывания мобильных и стационарных беспроводных локальных сетей и средство оперативного доступа в Интернет.

В работе рассмотрены различные реализации методов кодирования и передачи информации в стандартах беспроводных сетей (WLAN) 802,11 b/g.

Различные типы беспроводных сетей отличаются друг от друга и радиусом действия, и поддерживаемыми скоростями соединения, и технологией кодирования данных. На данный момент по ряду причин наибольшее распространение получили беспроводные сети стандарта 802,11 b/g. К таким причинам относятся:

- использование диапазона частот от 2400 до 2483,5 МГц;
- достаточно большие скорости передачи: для 802,11b максимальную скорость соединения 11 Мбит/с, а для стандарта 802,11g – 54 Мбит/с.

В основе всех беспроводных протоколов семейства 802.11 лежит технология уширения спектра (Spread Spectrum, SS). Данная технология подразумевает, что при передаче на первом этапе полезный сигнал преобразуется таким образом, что его спектр оказывается значительно шире спектра исходного сигнала. Это позволяет передавать сигналы на большие расстояния при малом отношении сигнал/ шум и в какой-то степени решить проблемы безопасности передаваемой информации.

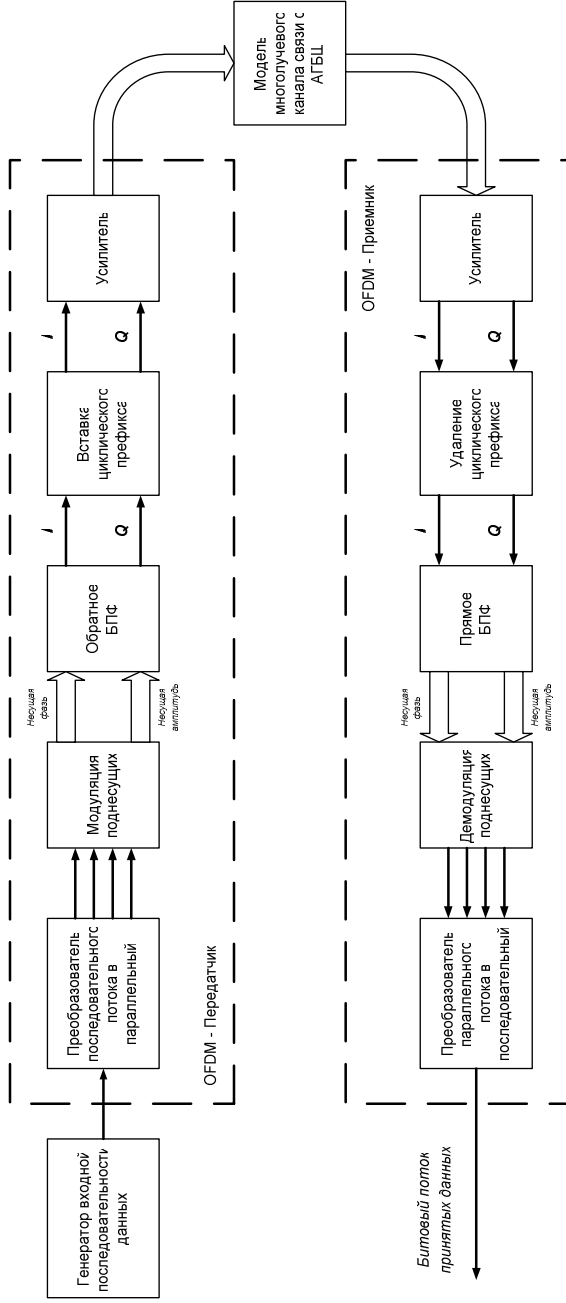
Использование современных методов кодирования информации совместно с технологиями расширения спектра и позволяет реализовать высокие скорости передачи в WLAN стандарта 802,11 b/g.

Стоит отметить, что особенностью данных стандартов является определение нескольких способов кодирования и передачи сигналов в зависимости от отношения сигнал/шум.

В протоколе 802,11 b для работы на скоростях 1 и 2 Мбит/с используются технология уширения спектра с использованием кодов Баркера, а для скоростей 5,5 и 11 Мбит/с используются так называемые комплементарные коды (Complementary Code Keying, CCK). Кроме того, возможно опциональное использование метода PBCC.

Последовательность Баркера обладает ярко выраженным автокорреляционным пиком и малым уровнем боковых лепестков. В протоколах семейства 802,11 используется код Баркера длиной в 11 символов (11100010010). Для передачи единичного и нулевого символов сообщения используются соответственно прямая и обратная последовательности.

Комплементарные коды или CCK-последовательности обладают тем свойством, что сумма их автокорреляционных функций для любого циклического сдвига, отличного от нуля, всегда равна нулю. Основное отличие CCK-последовательностей от рассмотренных ранее кодов



Функциональная схема системы связи с OFDM

Баркера заключается в том, что существует не строго заданная последовательность, посредством которой можно было кодировать либо логический ноль, либо единицу, а целый набор последовательностей. Возможность сформировать достаточно большое число разных ССК-последовательностей позволяет кодировать в одном передаваемом символе несколько информационных бит и тем самым повысить информационную скорость передачи.

Еще один тип кодирования, используемый стандартами — двоичное пакетное сверточное кодирование (Packet Binary Convolutional Coding, PBCC). В технологии PBCC используются сверточные кодеры на семь состояний ($K = 7$) со скоростью $r = 1/2$. Главным достоинством сверточных кодеров является помехоустойчивость формируемой ими последовательности. Дело в том, что при избыточности кодирования даже в случае возникновения ошибок приема исходная последовательность бит может быть безошибочно восстановлена.

Все рассмотренные виды кодирования используются в стандарте 802.11 b, в стандарт 802.11g кроме них добавлен еще один вид преобразования информационных последовательностей — технология OFDM, используемая совместно с ССК.

Идея данного метода заключается в том, что поток передаваемых данных распределяется по множеству частотных подканалов и передача ведется параллельно на всех этих подканалах. При этом высокая скорость передачи достигается именно за счет одновременной передачи данных по всем каналам, а скорость передачи в отдельном подканале может быть и невысокой. Поскольку в каждом из частотных подканалов скорость передачи данных можно сделать не слишком высокой, это создает предпосылки для эффективного подавления межсимвольной интерференции.

Используя математическое моделирование в пакете Matlab, производится оценка эффективности использования различных методов кодирования при заданных параметрах канала связи. Приведенная схема на рисунке использовалась в качестве модели при анализе системы связи, основанной на применении технологии OFDM. В частности по этой схеме, было исследовано влияние погрешностей формирования сигнала, например, за счет нелинейности модуляционной характеристики на качество передачи информации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рошан, Педжман, Лизри, Джонатан. Основы построения беспроводных локальных сетей стандарта 802.11. Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. 304 с.;
2. Стандарт IEEE 802.11b-1999/Cor 1-2001;
3. Стандарт IEEE 802.11g -2003;
4. [http:// www.citforum.ru](http://www.citforum.ru);
5. [http:// www.ferra.ru](http://www.ferra.ru);
6. [http:// www.w3c.org](http://www.w3c.org);
7. [http:// www.wi-fi.ru](http://www.wi-fi.ru).

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., к.т.н., доцент каф. ТУ*

БУФЕРИЗАТОР АУДИОВИЗУАЛЬНЫХ ДАННЫХ ДЛЯ ОРГАНИЗАЦИИ НЕПРЕРЫВНОГО ВЕЩАНИЯ В СИСТЕМЕ ИНТЕРАКТИВНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ

Т.В. Балбот, аспирант каф. ТУ

ТУСУР, г. Томск, +7 903 9514476, btv@elecard.net.ru

В настоящее время по всему миру имеет место бурное развитие систем цифрового ТВ, в т.ч. системы доставки мультимедиа контента по запросу. Источником мультимедиа контента может быть не только спутниковая, кабельная или наземная сеть вещания, но и домашний ПК. При этом для обслуживания одного телезрителя достаточно ПК с довольно скромными вычислительными характеристиками (одно ЦПУ с тактовой частотой не менее 1 ГГц, ОЗУ не менее 256 Мб) под управлением пользовательской ОС и подключением к домашней проводной или беспроводной ЛВС. В дополнение к ТВ приемнику для просмотра потребуется дополнительное устройство типа *set-top box*, которое позволяет телезрителю выбирать мультимедиа контент для просмотра, управлять его воспроизведением.

В качестве мультимедиа контента для вещания могут выступать:

- цифровые видеозаписи, хранимые в форматах AVI, MPEG, и сжатые с помощью различных кодеков (MPEG-2, MPEG-4 ASF или AVC/H.264);

- картинки в форматах JPEG, BMP, PNG и др.;

- цифровые аудиозаписи, хранимые в форматах WAV, MP3 и др.

Важной особенностью большинства приставок *set-top box* является то, что они могут принять и декодировать потоки только заданного формата. Это накладывает ограничение на мультимедиа данные, которые могут транслироваться с ПК на приставку. Современные модели приставок могут принимать потоки в формате MPEG-2, MPEG-4 ASF [1] и AVC/H.264 [2]. Соответственно встает проблема вещания тех данных, формат которых отличается от этих требований. Для этого на

вещающей стороне (ПК) необходимо осуществить преобразование форматов или *транскодирование*. При этом данные обязательно сначала декодируют и затем вновь кодируют с помощью требуемого кодека и передают в сеть в виде транспортного потока.

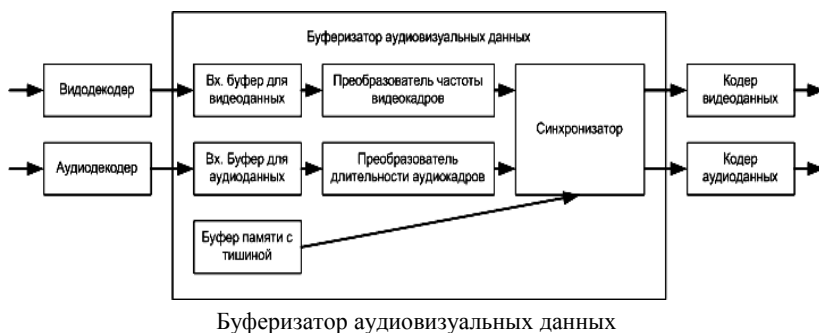
Другой важной проблемой, которая возникает при организации вещания мультимедиа контента с ПК на set-top box, является большая чувствительность последнего к задержкам в приеме данных и неприятным последствиям отсутствия данных на его входе. Хотя данная проблема уже менее актуальна для новых моделей, для большого количества выпущенных и до сих пор эксплуатируемых приставок остается очень острой и снижает их применимость. В качестве причины в задержке вещания на передающей стороне (или ПК) рассматривается не сбой в передаче по каналу связи, а проблемы, связанные с обработкой данных в реальном времени на вещающей стороне.

Настольный ПК со средней вычислительной мощностью способен осуществлять в реальном времени операции чтения, декодирования, последующего кодирования и передачи данных в сеть. Однако, команды управления вещанием от пользователя, передаваемые по обратному каналу, часто приводят к тому, что вещающая система вынуждена кратковременно приостанавливать вещание данных. Так, например, при изменении текущей позиции воспроизведения в цифровой видео-записи, потребуется остановить обработку данных (чтение, декодирование, кодирование и т.д.), сбросить их, изменить позицию чтения и только потом заново запустить вещание. В большинстве случаев для приведенного примера при чтении данных с жесткого диска ПК или носителя типа CD-ROM, DVD-ROM данная задержка будет достаточно большой для того, чтобы нарушить работу приставки set-top box. Данная задержка обусловлена инерционностью носителей информации и ограниченной производительностью настольного ПК и не может быть устранена без замены аппаратных средств.

В качестве простого метода исключения любых задержек в вещании предложено дополнить передающую сторону дополнительным элементом, называемым *буферизатор аудиовизуальных данных (БАД)*, изображенный на рисунке.

Буферизатор должен устанавливаться на передающей стороне между видео декодером и кодером. Основная задача БАД осуществлять передачу несжатых видео- и аудиоданных и генерация искусственных видео- или аудиоданных на выходе при отсутствии данных на входе. Обработка данных должна производиться в реальном времени с фиксированной скоростью, определяемую частотой кадров и битрейтом звука. Синхронизация работы БАД производится от системного

таймера ПК. В течение периода одного кадра входные данные накапливаются в двух буферах для видео- и аудиоданных соответственно, а затем передаются на выход по таймеру. В случае, когда новые данные в течение интервала времени кадра не поступали, на видеовыход передается последний сохраненный в видеобуфере кадр и «тишина».



Таким образом, при возникновении паузы в обработке данных на выходе буферизатора генерируются данные, которые кодируются и передаются в сеть. На экране ТВ приемника, подключенного к приставке set-top box, при этом будет наблюдаться последний кадр, а в динамиках звучать «тишина». Важно отметить, что частота генерации данных неслучайно выбрана равной частоте кадров. Если бы частоты генерации видео- и аудиоданных отличались, то это привело бы к рассинхронизации между видео- и аудиоданными, что недопустимо.

Обработка цифровых потоков аудиовизуальных данных для данной вещательной системы должна реализовываться программно, поскольку программное обеспечение в отличие от аппаратного расширяемо, легко модифицируемо. Для устранения эффекта задержек в обработке данных необходимо модифицировать программу вещательного сервера, добавив модуль БАД.

Предложенный алгоритм устранения задержек был реализован автором на языке программирования высокого уровня C++ в виде динамической программной библиотеки для использования в мультимедиа программах, основанных на технологии Microsoft DirectShow. Проверка его работы осуществлялась с помощью специально разработанной программы для ОС Microsoft Windows, позволяющей вещать в сеть непрерывный поток мультимедиа данных, читаемых из локально хранимых файлов. Тестирование показало, что добавление модуля БАД на передающей стороне позволяет устранить задержки в обработке данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. *ISO/IEC JTC1/SC29/WG11. Coding of moving pictures and audio. N 2201. MPEG-4 Systems. Final Committee Draft of International Standard. 15 May 1998.*
2. *ITU-T Rec. H.264 / ISO/IEC 11496-10. Advanced Video Coding, Final Committee Draft, Document JVTE022, September 2002.*

ВЫЧИСЛЕНИЕ МАКСИМАЛЬНОЙ РАЗНОСТИ ПОГОННЫХ ЗАДЕРЖЕК МОД В МНОГОПРОВОДНЫХ КАБЕЛЯХ

А.М. Заболоцкий, аспирант каф. ТУ; А.Г. Бова, 5 курс РТФ

ТУСУР, г. Томск, zmAleksandr@mail.ru

В ЭМС сообществе интенсивно исследуется проблема защиты от коротких высоковольтных электромагнитных импульсов. Недавно показана возможность опасных импульсных воздействий на связанные линии передачи с использованием

модальных искажений в качестве кондуктивных преднамеренных электромагнитных помех [1].

При распространении импульса в отрезке линии из N проводников (не считая опорного) он может подвергаться модальным искажениям, вплоть до разложения на N импульсов меньшей амплитуды из-за различия погонных задержек мод в линии [2]. Используя последовательное соединение двух отрезков, в конце первого отрезка сигнал можно разложить, а в конце второго – восстановить [3]. Для оценки возможности разложения и восстановления импульса в отрезках линии необходимо вычисление разности погонных задержек мод.

Цель данной работы – исследовать возможность разложения и восстановления импульса в реальных кабелях.

Исследуем широко применяемые трех проводные кабели (рис. 1) для возможных значений относительной диэлектрической проницаемости $\epsilon_{r2} = 1; 1,25; 1,5; \dots; 10,75$ внешней изоляции кабеля при изоляции проводников с $\epsilon_{r1} = 2$. Внешняя среда – воздух. При построении структуры кабеля для вычислений в программном продукте TALGAT [4] использовались реальные параметры (радиус проводников – 1 мм, толщина изоляции проводников – 0,5 мм, толщина внешней изоляции – 1,2 мм).

Результаты вычислений максимальной разности задержек мод показали, что для центрально симметричного кабеля (рис. 1, а) она оказалась близкой к нулю, а для симметричного кабеля (рис. 1, б) – суще-

ственной (рис. 2). Как видно из рис. 2, при $\epsilon_{r2}=4,25$ значение максимальной разности погонных задержек почти равно нулю, следовательно, модальные искажения минимальны или их нет [2].

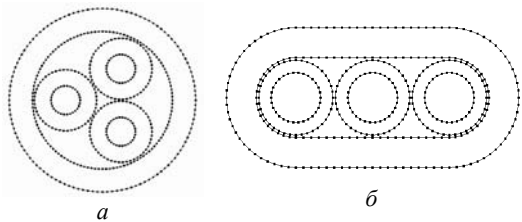


Рис. 1 Кабель: центрально симметричный (а), симметричный (б)

Рассмотрим симметричную многопроводную структуру кабеля для $N=4, 5$ (последний вариант показан на рис. 3). Параметры проводников и диэлектриков оставим прежними.

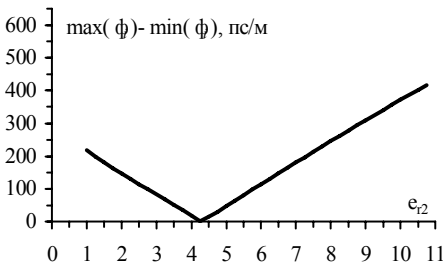
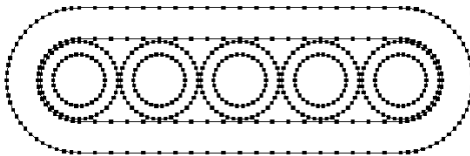


Рис. 2. Зависимость модуля разности задержек мод от ϵ_{r2} для рис.1, б

Рис. 3. Многопроводный симметричный кабель



Вычисления проводились для тех же значений относительной диэлектрической проницаемости ϵ_{r2} внешней изоляции кабеля. Результаты представлены на рис. 4.

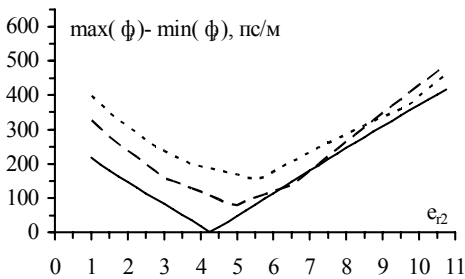


Рис. 4. Зависимость максимальной разности погонных задержек мод от ϵ_{r2} для симметричного кабеля при $N=2$ (—), 3 (---), 4 (---)

Из них видно, что для каждого варианта существует значение ε_{r2} , при котором максимальная разность погонной задержки минимальна. При увеличении числа проводников она увеличивается.

ЛИТЕРАТУРА

1. Zabolotsky A.M., Gazizov T.R., Bova A.G., Radasky W.R. Dangerous pulse excitation of coupled lines // Pros. of the 17-th Int. Zurich Symp. on EMC. Zurich, Singapore, February 27-March 3, 2006. P. 164–167.
2. Газизов Т.Р., Заболоцкий А.М., Кузнецова-Таджибаева О.М. Исследование модальных искажений импульсного сигнала в многопроводных линиях с неоднородным диэлектрическим заполнением. Электромагнитные волны и электронные системы. №11, 2004. С. 18–22.
3. Заболоцкий А.М., Газизов Т.Р. Разложение и восстановление импульсного сигнала в последовательно соединенных отрезках многопроводных линий передачи. Материалы 7-й всероссийской научно-практической конференции «Проблемы информационной безопасности государства, общества и личности2, г. Томск, 16–18 февраля 2005 г. С. 61–64
4. Газизов Т.Р., Мелкозеров А.О., Газизов Т.Т., Куксенко С.П., Заболоцкий А.М. Комплексная оптимизация генетическими алгоритмами для обеспечения ЭМС. Сб. науч. докл. VI Межд. Симп. по электромагнитной совместимости и электромагнитной экологии, г. Санкт-Петербург, 21–24 июня 2005 г. С. 160–164

ИНФОРМАЦИОННО-ПСИХОЛОГИЧЕСКАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ ЛИЧНОСТИ В СЕРВИСЕ

П.В. Бухаров, студент, 3 курс РТФ

ТУСУР, г. Томск, т. 8-903-954-3372, tiger133@ms.tusur.ru

В современном мире наблюдается массовое распространение психологических манипуляций, сущностью которых является скрытое психологическое принуждение в сфере сервиса.

Сервис – это особый вид человеческой деятельности, который направлен на удовлетворение потребностей клиента путем оказания услуг, востребованных отдельными людьми или организациями.

Сервисная деятельность направлена на:

- 1) формирование потребности;
- 2) помощь в уточнении и конкретизации возникшей потребности.

Потребность – это состояние человека, складывающееся на основе противоречия между имеющимся и необходимым (или тем, что кажется человеку необходимым) и побуждающее его к деятельности по устранению данного противоречия.

Противоречия уже сами по себе являются лазейками для проникновения и последующего влияния на внутренний мир личности, чтобы побудить или заставить человека делать то, что от него хотят, поэтому довольно остро встает вопрос о информационно-психологической безопасности личности.

Информационно-психологическая безопасность личности в сервисе – это состояние защищенности психики от действия многообразных информационных факторов, препятствующих или затрудняющих формирование и развитие неправильной или невыгодной человеку потребности.

В процессе делового общения случается многое, что не вписывается в нормы этики. Существует целый ряд тактических приемов и хитростей (манипуляций), применяемых на переговорах.

Манипуляция – это вид психологического воздействия, которое используется для скрытого внедрения в психику жертвы целей, желаний, намерений, отношений или установок манипулятора, не совпадающих с актуально существующими потребностями жертвы.

Цель манипулятора – «прибавить к рукам» другого человека, помыкать им, но делать это настолько искусно, чтобы у того создалось впечатление, будто он самостоятельно управляет своим поведением.

Признаки нарушения целостности безопасности личности:
дисбаланс; неверное соотношение выигрыш-плата; неадекватность (когда вместо досады мы ощущаем тоску, вместо огорчения – отчаяние, вместо недовольства – бешенство, это значит, что задето наше чувство социальной значимости, самоуважение, самооценка. Значит, кто-то манипулирует не только нашим поведением, но и нашим самоощущением себя как личности); деформация уравновешенности элементов ситуации; несоответствие информации; стремление стереотипизировать поведение адресата воздействия; странный дефицит времени на принятие решения. В гипнозе психологами часто используется такой прием, как «отрицательная команда».

Способы защиты – нападения:

- поломка программы действий;
- «Даже странно, что ты об этом говоришь...»;
- метод «трех Да»;
- выпадающая «не»;
- метод «Стоп-стоп»;
- не отвлекайтесь на контроль над своими позами и жестами;
- старайтесь меньше говорить и больше слушать.

В жизни далеко не все манипуляции способны нанести вред и преследуют неблагоприятные для адресата цели. Но все равно после

переговоров обязательно проверьте, продолжаете ли вы домысливать чужие идеи. Существует большое количество способов уберечься от манипуляций, но все же основной – это знание предпосылок манипуляции.

Итак, советую насторожиться, если вы заметили, что ваш партнер:

- использует непонятные слова и термины; вопросы-капканы (альтернатива – вопросы, при помощи которых оппонент максимально сужает ваш выбор, оставляя только один вариант, по принципу «или – или»; вымогательство – вопросы типа: «Эти факты вы, конечно, признаете?» и контрвопросы). Эти вопросы наиболее часто используется в ситуации, когда оппонент не может ничего противопоставить вашим аргументам или не хочет отвечать на конкретно поставленный вопрос, он ищет любую лазейку, чтобы снизить весомость ваших доказательств и уйти от ответа.

- ошарашивает скоростью обсуждения;
- читает мысли на подозрение;
- обращается к «высшим интересам» без их расшифровки;
- повторяется;
- использует ложный стыд. Эта уловка состоит в использовании против оппонента ложного довода, который он способен «проглотить» без особых возражений;

- принижает иронией;
- демонстрирует обиду;
- использует авторитетность и откровенность заявления;
- кажется невнимательным;
- льстит;
- опирается на прошлое заявление;
- сводит аргумент к частному мнению;
- умалчивает;
- обвиняет в теоретизировании;
- «уходит» от нежелательного обсуждения;
- выжидает.

Как известно, кто предупрежден, тот вооружен. Обладающий знаниями человек может самостоятельно создать самый первый и простой механизм защиты в виде психологического барьера недоверия ко многим информационным потокам обработки сознания населения, сформировать установку на необходимость использования анализа и внимательного отношения к поступающей информации [1].

Люди в разной степени подвержены психологическому воздействию. Это связано с возрастными, индивидуально психологическими

особенностями личности, жизненным опытом. По мере приобретения жизненного опыта, научных знаний восприимчивость человека к внушению снижается. Однако необходимо отметить, что внушению поддаются все люди, разница только в скорости прививания чужих мыслей и установок. Усилению внушаемости способствует физическое и психологическое напряжение, недосыпание, утомление, сильное эмоциональное возбуждение, ощущение оторванности, дефицита информации, скука. Внушаемость увеличивают такие психологические черты характера как безответственность, робость, доверчивость, тревожность, мечтательность, склонность к подражанию, суеверность и религиозность.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Грачев Г.В.* Информационно-психологическая безопасность личности: состояние и возможности психологической защиты. М.: Изд-во РАГС, 1998. 125 с.

СКРЫТОЕ ВОЗДЕЙСТВИЕ НА ПОДСОЗНАНИЕ ЧЕЛОВЕКА

Т.А. Булгакова, 5 курс РТФ

ТУСУР, г. Томск, т. 8-923-405-40-46, antonina19@mail.ru

В докладе приводится обзор скрытых методов воздействия на подсознание человека – эффект 25 кадра и НЛП.

Методы скрытого воздействия на подсознание человека

Достаточно известен и метод визуального массового гипноза – «вклеивания» так называемого 25-внушающего кадра в поток зрительной информации [1–4]. Хотя эта технология запрещена в большинстве стран, у нас, по свидетельству экспертов, она применяется. Существует и комбинированное использование различных типов массового гипноза, что резко усиливает его воздействие. Наиболее сложная его форма – нейролингвистическое программирование (НЛП).

Суть НЛП заключается в «программировании» мозга словесным путем. Чей мозг – без разницы. Свой, партнера, соперника, рекламодателя или избирателя. Мозг устроен одинаково. Единственным методом борьбы с НЛП, направленного в Вашу сторону, является знание методов воздействия [2].

Еще одно направление – генная сельскохозяйственная продукция. Исследования ученых подтверждают, что чем больше человек употребляет так называемых генопродуктов, тем выше риск образования

злокачественных изменений в составе крови, заболеваний нервной системы, головного мозга. Специально выращенные генопродукты уже сегодня приравнены к психотропному оружию в руках стран-производителей. Воздействие на подсознание человека возможно и при помощи сигналов слабой энергетики, не ощущаемой человеком-мишенью. Это происходит скрытно, на фоне потока других аудио – и видеосообщений. Наиболее отработанный прием акустического воздействия – звук ниже порога слышимости на фоне более громкой маскирующей информации. Пример тому – большинство телевизионных сериалов, действие которых происходит на фоне шумов улицы, музыки и других звуковых раздражителей. Зритель не отдает себе отчета, что вынужден подчиняться не логике и разуму, а требованиям внушающего лица [3].

Нейролингвистическое программирование (НЛП)

Нейролингвистическое программирование – направление современной практической психологии. НЛП родилось относительно недавно. В 1972 г. молодой ученый Ричард Бэндлер, специализировавшийся в математике и вычислительной технике, меняет область своих научных интересов и начинает активно заниматься изучением бихевиоризма – психологии поведения животных и человека. Одновременно он посещает семинары и учебные группы по гештальт-терапии. За четыре года ему представилась возможность провести свои собственные семинары в рамках программы обучения под руководством Джона Гриндера. Одним из основополагающих взглядов НЛП в области психотерапии является убеждение в том, что каждый человек обладает всеми внутренними ресурсами для решения всех своих задач и достижения всех своих целей. Работа психотерапевта заключается в технологической организации процесса, который позволил бы клиенту найти и закрепить в себе скрытые ресурсы и возможности, нужные для продвижения к намеченной цели. Такой подход дает множество позитивных эффектов, как для клиента, так и для самого психотерапевта. Поддерживая свою веру в то, что клиент сам способен найти выход из сложившейся ситуации, консультант избавляет себя от соблазна навязать ему свое «правильное» решение. Другой важный подход, отличающий НЛП от многих других направлений психотерапии, это уверенность в том, что любых изменений можно достичь достаточно легко и с наименьшими негативными переживаниями. Также одной из отличительных особенностей НЛП является вера в то, что в любой ситуации наиболее продуктивно первым делом подумать о том, что делать дальше, а не о том, кто виноват в произошедшем [3].

Эффект 25 кадра

Давно известно воздействие на умы телезрителей «непозволительными» методами, из-за чего человек становится настоящим зомби.

Наиболее скандальный метод «телезомбирования» – эффект «невидимого» или 25-го кадра. Суть его состоит в следующем. Как известно, для того чтобы человеческий глаз при проекции кинофильма или телепередачи не замечал перехода от одного кадра к другому, за секунду должны меняться 24 кадра. Так называемый «25-й кадр» невозможно уловить глазом, но психологи давно знают, что он обладает очень мощным суггестивным воздействием и поэтому его использование запрещено.

«Феномен 25-го кадра» обсуждается в широкой печати с середины XX столетия. В настоящее время большинство ученых, как западных, так и отечественных говорит о нем, как об одной из наиболее ярких мистификаций в области маркетинга и рекламы. Однако при всех имеющихся сегодня доказательствах его несостоятельности, все-таки требуется более пристальное внимание к данному явлению в связи с целым рядом новых открытий в сфере психологических воздействий на сознание и подсознание людей [4].

ЛИТЕРАТУРА

1. *Шандарова К.В.* Методы скрытого воздействия на сознание и подсознание человека посредством телерадиовещания. Материалы Всероссийской НТК «Научная сессия ТУСУР – 2004», Томск, Россия 18–20 мая 2004 г. Изд-во ТУСУР, 2004. Часть 1, с. 92–95.
2. *Герасимов А.* НЛП в рамках психотерапии.
http://www.nlpcenter.ru/literat/articles/ger_nlp.htm
3. *Бэндлер Р., Гриндер Д.* Рефрейминг. Ориентация личности с помощью речевых стратегий.
4. Эффект 25-го кадра.
<http://www.podrobnosti.ua/society/2003/09/22/78681.html>

ТЕЛЕВИДЕНИЕ КАК МЕХАНИЗМ МАНИПУЛЯЦИИ СОЗНАНИЕМ

Е.Н. Горин, 3 курс РТФ

ТУСУР, г. Томск, т. 8-923-402-05-13, gorin_evgeny@mail.ru

С появлением телевидения в сервисе появились новые возможности, формирования спроса, потребностей и, конечно же, новые проблемы, и, главная проблема – проблема психологической безопасности. Остановимся на этом поподробнее.

В наше время человек отдает много сил работе, переполненный городской транспорт изнуряет его, поэтому, придя домой, он, несомненно, стремится расслабиться и отдохнуть. Различные ссоры, стрес-

сы, неудовлетворенность жизнью, приводят к подавленности, истерии. Возбужденный человек, оказываясь в домашних условиях, выплескивает свою злобу на близких, в то время, как сидя перед телевизором, резко приходит в торможение, т.е. в состояние повышенной внушаемости. Таким образом, человек, смотрящий телевизор, глубже воспринимает информацию, острее испытывает чувство радости или страха, его психика может находиться в большей мере торможения или возбуждения. В зависимости от физического состояния, психика, т.е. душа человека находится в возбужденном состоянии или заторможенном состоянии. Чем больше человек изматывается за день, тем больше степень усталости нервной системы. И в процессе отдыха вместе с расслаблением тела, расслабляется и нервная система. Не имея обратной связи, человек представляет собой приемник идей. Анонимность человека, находящегося перед телеэкраном, позволяют ему в той или иной мере удовлетворить свои низменные чувства (злобу, похоть и т.д.). Наслаждаясь картинами убийства, насилия, пошлости, в одиночестве, он не чувствует упреков со стороны, пребывая в угаре страстей и вожделений. Бессознательно, в состоянии гипноза, человек добровольно передает телевидению управление своими психическими процессами.

В обществе людей нет одинаковых личностей. Общаясь со всем миром через телевизор, каждый человек находит для себя нечто ценное, в том числе и свой идеал. Своему идеалу человек полностью доверяет, беспрекословно верит в его слова и действия, и начинает следовать его принципам. Такое влияние идеала с экрана телевизора оказывает огромное внушительное действие (вводя человека в некое гипнотическое состояние). ТВ становится мощной разрушительной силой [1].

Проведем анализ наиболее используемых телевизионных методов введения человека в состояние гипноза:

1. В медицинской практике гипнотизирования применяют эффекты быстрой вспышки, громкого звука, после которых резкое возбуждение нервной системы быстро сменяется торможением. Этот можно наблюдать в различных рекламных и программных заставках, а также в теле- и кинофильмах. Телевизионные эффекты звукового и светового воздействия все более служат губительному воздействию. Известно, что человеческое ухо улавливает звук в диапазоне частот 20–17000 Гц (ширина диапазона зависит от индивидуальных особенностей восприятия звука). Поэтому подсознательное сообщение накладывается на чудовищно громкую музыку в виде слабого инфразвука (14–20 Гц) или ультразвука (17000–20000 Гц), не слышимого ухом, но воспринимаемого подсознанием. Применяется также метод модуляции, когда звук подсознательного сообщения изменяет амплитуду, частоту, скорость или фазу звука рок-музыки, что незаметно для уха, но не для подсознания. Обнаружить эту кодировку можно только с помощью специ-

альных приборов. Такие эффекты применяются в рок- и поп-музыке, начиная с эпохи «Битлз», ставших идолами для молодежи 60-х годов. Параллельно со звуками включается и выключается свет. При чередовании вспышек света с частотой 6–8 Гц у человека теряется глубина восприятия; при 25 Гц – происходит взаимодействие светового сигнала с альфа-ритмом мозга, теряется способность к концентрации внимания; при большей частоте теряется контроль над собой (это замечают участники дискотек). Вот почему на дискотеках так часты ужасные жестокости и преступления. Подобные современные (однако, известные африканским колдунам и северным шаманам издревле) ритмы действуют не только на мозг, но и через него на другие органы – сердце, легкие, половую сферу и др [2].

2. Еще один часто-используемый прием для быстрого введения в состояние гипноза – внимание человека кратковременно останавливают на одной точке, картинке, неподвижном объекте. Например, это известные нам часы перед программой «Время», различные фотографии с пейзажами и тому подобные психологические манипуляции. Обычно, после таких заставок начинается блок рекламы. Минутное затишье сменяется громкой и энергичной музыкой. Начинается программирование сознания человека. Ненужная рекламная информация льется пятиминутным нескончаемым потоком. Каждый производитель того или иного товара хочет, грубо говоря, «вбить» в сознание потребителя столько информации о своем товаре насколько это возможно. Человек не в состоянии переварить всю информацию, но подсознание справляется с этой задачей неплохо.

Подводя итоги данной работы следует сделать выводы, что на сегодняшний день уровень воздействия телевидения на подсознание человека настолько высок, что общество самостоятельно не может с этим справиться. Следовательно, безопасность нашего сознания опускается на нулевой уровень. Государство не только не обеспечивает защиту своим гражданам, но и придумывает все новые и новые методы психологических атак, приводящих к разрушению сознания с целью повышения спроса на товары и услуги. Глубоко надеюсь, что данная проблема вызовет интерес потребителей услуг и необходимость широкого обсуждения.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Кара-Мурза С.Г.* Манипуляция сознанием. М.: Эксмо, 2003. 832 с.
2. Информационное зомбирование населения: цели, методы, средства, последствия и защита от него.
www.zaweru.ru/index2.php?option=content&task=view&id=162&pop=1

АЛГОРИТМ БЫСТРОГО ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ О СПОСОБЕ КОДИРОВАНИЯ МАКРОБЛОКА В H.264 КОМПРЕССОРЕ

И.В. Григорьев, аспирант каф. ТУ ТУСУРа

ТУСУР, г. Томск, т. 8-905-990-48-56, vane@mail.ru

В связи с все большей сложностью новых систем сжатия видео-информации и с распространением систем цифровой передачи видеосигнала в реальном времени, задача эффективного использования вычислительных ресурсов при ограничениях на качество изображения является актуальной. Система сжатия H.264 является на сегодняшний день самой эффективной и к сожалению, самой вычислительно емкой из международных стандартов по компрессии видеоданных – сжатие с использованием полного перебора всех способов кодирования макроблока в реальном времени не представляется возможным, и, таким образом, применение эвристических алгоритмов и методик является неотъемлемой частью конкурентоспособного коммерческого продукта. В данной статье предлагается два алгоритма, позволяющие повысить скорость компрессии видеопотока практически без потерь качества изображения и увеличения объема видеоданных.

Для достижения наивысшей эффективности кодирования, стандарт H.264 использует теорию оптимизации «скорость-качество», с целью получения лучшего результата в терминах максимизации качества кодирования и минимизации выходных битов данных. Выполняя RD-оптимизацию, компрессор кодирует видео, используя все комбинации режимов, включая различные режимы пространственного предсказания и временного предсказания. В результате, вычислительная сложность видеокодирования по стандарту H.264 радикально возрастает [1].

Алгоритм быстрого пространственного предсказания, основанный на локальной краевой информации направлений, способен уменьшить общее число вычислений [2]. С использованием гистограммы краевых направлений, выведенной от карты краев кадра, только малая часть из всех возможных режимов пространственного предсказания выбираются для RD-оптимизации «скорость-качество». Для получения краевой информации по соседям предсказываемого блока мы применяем оператор Собеля к каждому пикселю яркости и цветоразности блока, за исключением пикселей на границах. Далее, каждый пиксель в блоке будет ассоциироваться с элементом в карте краев. (элемент представляет собой вектор, с направлением и амплитудой). И затем, строим гистограмму направлений края, суммируя амплитуды пикселей со схожими направленностями, на основании которой выбираем наиболее оптимальный режим предсказания.

Таким образом, алгоритм позволяет:

- для блоков яркости 4×4 – вместо вычисления 9 режимов оптимизации «скорость-качество» вычислять 4;
- для блоков яркости 16×16 – вместо вычисления 4 режимов оптимизации «скорость-качество» вычислять 2;
- для блоков цветоразности 8×8 – вместо вычисления 4 режимов оптимизации «скорость-качество» вычислять 3 или 2.

Поскольку вычислительная стоимость режима пространственного предсказания высока, мы можем уменьшить ее, если заблаговременно сможем точно предсказать, где лучше всего использовать пространственное предсказание, а где нет [3].

Режим временного предсказания использует корреляцию между пикселями в контексте временной избыточности, а режим пространственного предсказания – в контексте пространственной избыточности. Следовательно, если текущий блок имеет большую корреляцию в пространственном направлении, у него больше шансов быть блоком пространственного предсказания.

Предлагается использовать среднюю граничную ошибку (Average Boundary Error – *ABE*) между пикселями на границе текущего и его соседними закодированными блоками, как степень пространственной корреляции. Также предполагается использование среднего рэйта (Average Rate – *AR*), т.е. среднее число битов, расходуемых на кодирование остаточных данных с компенсированным движением как степень временной корреляции. Итак, мы сравниваем средний рэйт для лучшего режима временного предсказания и среднюю граничную ошибку для текущего блока.

Для этих целей, определим *AR* для обозначения числа бит текстурных данных без заголовка как:

$$AR = \frac{\lambda}{P}, \text{ где } \lambda = 0,85 \times 2^{Qp/3};$$

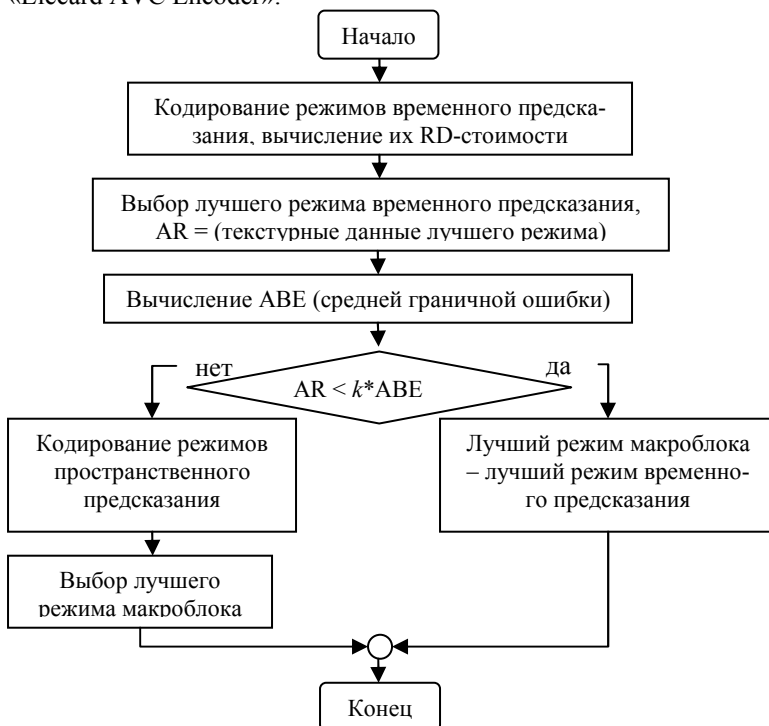
Qp – параметр квантования,

$$P = (16 \times 16)_{\text{Luma}} + (8 \times 8)_{\text{Chroma}} \times 2 = 384.$$

Алгоритм решения о выборе пространственного кодирования макроблока обобщен блок-схемой, приведенной на рисунке.

Совместное тестирование алгоритмов показало улучшение скорости кодирования на 316%, при падении качества на 0,03% и увеличении объема видеоданных на 0,32% (в самом лучшем случае); улучшение скорости кодирования на 103% при падении качества на 0,28% и увеличении объема видеоданных на 1,39% (в самом худшем случае).

Реализованные алгоритмы включены в состав коммерческого продукта «ElecCard AVC Encoder».



Блок-схема предложенного метода

ЛИТЕРАТУРА

1. *Bernd Girod*. Rate Distortion Theory. – Stanford, CA, USA: Information Systems Laboratory Stanford University, 2003.
2. JVT of ISO/IEC MPEG & ITU-T VCEG. JVT-G013 – Fast Mode Decision for Intra Prediction. – Pattaya II, Thailand, 2003.
3. JVT of ISO/IEC MPEG & ITU-T VCEG. JVT-J033 – Fast mode decision for H.264. – Waikoloa, Hawaii, USA, 2003.

ОТНОШЕНИЯ В СЕРВИСЕ

А.А. Тунгусов, к.т.н., доцент; А.Р. Колчева, 3 курс РТФ

ТУСУР, г. Томск, т.41-34-30, tungusov@tu.tusur.ru

Отношения в сервисе, и в настоящее время, не полностью рассмотрены в публикациях, посвященных сервисологии, несмотря на то, что являются определяющей категорией общественных отношений и практически охватывают все жизненно важные сферы деятельности. В учебном пособии [1] авторы, при рассмотрении сервисного права, раскрывают категорию сервисных правоотношений, которые наряду, например, с семейными или религиозными являются составными частями сервисных отношений (СО). В предложенном докладе рассматриваются их виды и противоречия.

Сервис – это, в первую очередь, отношения между заказчиком и исполнителем, заказчиком и поставщиком, врачом и больным, юристом и подозреваемым. Сервисные отношения – это организованные определенным образом взаимодействия субъектов, участвующих в какой-либо совместной деятельности, направленной на удовлетворение потребностей. Сервисные отношения – это процесс выполнения определенных обязанностей по оказанию услуг исполнителями, с одной стороны, и оплата этих услуг другой стороной, в соответствии с принятыми договорными обязательствами.

Важно, прежде всего, рассмотреть следующие виды СО: 1) отношения между предприятиями сервиса (ПС) и мировой системой (планетой); 2) отношения между фирмой сервиса и государством; 3) СО между фирмой сервиса и администрацией региона (населенного пункта). 4 СО между ПС, потребителями и конкурентами. 5 СО между владельцем фирмы и ее работниками.

1. Отношения, планета (Вселенная) – ПС, в основном, неадекватны. Земля дает человеку все; работает, удовлетворяя наши потребности, ежесекундно, из века в век. Человек же, в ответ на это, отходами своей деятельности засоряет, портит, уничтожает бессознательно, а иногда и вполне осознанно и целенаправленно (Обское море, ядерные могильники) наши общественные блага. Может быть, в ответ на это планета, являясь, по теории Вернадского В.И., живым существом, и награждает людей чумой, птичьим гриппом, коровьим бешенством, СПИДом, энцефалитом.

2. Сервисные отношения предприятий, оказывающих услуги, и государства проявляются в обеспечении деятельности сервисных фирм в правовом поле. В первую очередь, при взаимодействии фирм с субъектами других государств, с государственными оказывающими услуги предприятиями, с его силовыми структурами, с конкурирующими

предприятиями. Что представляет ПС наше государство для удовлетворения первой потребности людей – физиологической? Из-за несбалансированной политики, слабого законодательства и т. д. прожиточный минимум основной части россиян настолько низок, что процветающие в XX в. службы быта (столовые, бани, химчистки, рестораны и др.) почти не пользуются спросом. По конституции государство гарантирует охрану достоинства личности, имущества и т.д. Наше государство не обеспечивает этой, второй по значению, потребности. Как выразилась в свое время госпожа Тэтчер: «Даже над массовым сознанием граждан России проводится чудовищный эксперимент превращения цивилизованного народа в первобытные племена «с атомной бомбой» и Буш строит планы, как выманить эту опасную игрушку у будущих дикарей. Сколько, кому и в какой таре дать за нее банковской макулатуры».

В любом виде сервиса имеются недоработки нашего государства. В медицине – почти все лекарства ввозятся из-за границы; почти все туристы отдыхают за рубежом; за услуги жилищно-коммунального хозяйства пенсионеры, да и многие служащие, вынуждены отдавать почти всю пенсию, зарплату. Государство не обеспечивает необходимых условий для деятельности ПС.

3. У предприятий сервиса с региональными организационными структурами складываются следующие сервисные отношения: хозяйственные, административные (выдача разрешений, лицензий, сертификатов), правозащитные. Эти отношения, в настоящее время, складываются не в пользу региональных ПС. Субъекты федераций не выполняют по отношению к ним свои функциональные обязанности. Так весь товар, сделанный в Китае, везем через Москву. Все добытые в регионах природные ресурсы продают московские фирмы, при этом и прибыль, и налоги остаются там, где эти фирмы зарегистрированы. Некоторые области превращаются в мировую свалку ядерных отходов, не получая средств на реанимацию земли и компенсацию нанесенного, в связи с этим, ущерба здоровью местного населения. Техногенные загрязнения скрываются местными властями и владельцами фирм, которые их осуществляют, периодически повторяются, не позволяя природе самовосстановиться. Все это снижает возможности периферийных сервисных фирм.

4. Сервисные отношения ПС с потребителями и конкурентами разделяются на формирование имиджа (имиджмейкеры, благотворительность) и формирование спроса на товары и услуги (реклама, выставки, презентации) и регулируются законами Российской Федерации, в том числе и «Законом о защите прав потребителя».

5. Сервисные отношения ПС с их работниками определены еще К. Марксом при обосновании «Закона о прибавочной стоимости», сложны и не прозрачны даже для налоговой инспекции. Величина заработной платы, почти всюду скрывается, процветает «черный нал», угроза безработицы, барский произвол в карьерном росте, жестокая эксплуатация рабочей силы. Одно из не этичных требований к сотрудникам со стороны руководителей ПС – побуждение и даже принуждение клиентов к приобретению товара (услуги), вплоть до применения приемов нейро-лингвистического программирования, поскольку общество в своем развитии уже дошло до «почти разрешенного» воздействия на психику людей.

В докладе предполагается также осветить вопросы противоречий, возникающих в СО между старым и новым, ценой и качеством товара, продавцом услуг и потребителем, предложением и спросом. Само определение сервиса уже содержит категорию «противоречие», поскольку сервис – это удовлетворение потребностей, а потребность – есть противоречие между имеющимся и необходимым. Поэтому сервисные отношения невозможно достаточно полно определить без рассмотрения присущих им противоречий.

Авторы надеются, что детальное рассмотрение СО и их оптимизация помогут работникам сервиса в организации их деятельности и улучшении качества предоставляемых услуг.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Гущин В.В., Пахомов В.Д., Приходько Е.П.* Сервисное право. М.: Издательско-книготорговый центр «Маркетинг», 2002. 360 с.

АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ БЛОКА ЗАРЯДНОГО УСТРОЙСТВА АККУМУЛЯТОРНОЙ БАТАРЕИ НА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ

И.С. Костарев, аспирант каф. ТУ

ТУСУР, г. Томск, т.95-52-24

Любая радиоэлектронная аппаратура (РЭА) характеризуется совокупностью параметров, определяющих качество ее функционирования в заданных условиях. Эти параметры целесообразно разделить на две группы. Первая из них называется функциональной и отражает основные функции, выполняемые данной РЭА. Вторую группу составляют параметры, влияющие на электромагнитную совместимость (ЭМС). Они определяют способность данной РЭА функцио-

нирывать совместно и одновременно с другими техническими средствами в условиях возможного влияния электромагнитных помех (ЭМП), не создавая при этом недопустимых помех другим средствам. Очень важно ослабление помех излучения от РЭА, которое достигается применением широкого арсенала схмотехнических и конструкторско-технологических мер, одним из которых является экранирование [1].

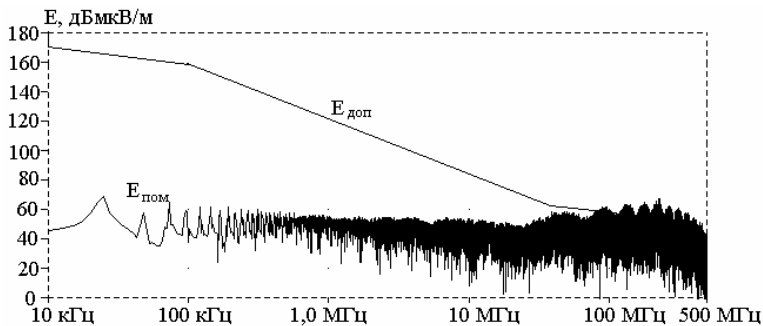
Анализ и экспериментальные исследования характеристик ЭМС различных РЭА привели к созданию инженерных методов расчета и научному обоснованию возможности совершенствования этих характеристик. Наиболее эффективным средством исследования ЭМС является имитационное моделирование, сущность которого состоит в проведении эксперимента не с реальным объектом, а с его математической моделью [2].

Целью данной работы является исследование ЭМС блока зарядного устройства (ЗУ) аккумуляторной батареи на имитационной модели с использованием пакета PSPICE.

ЗУ представляет собой блок, закрытый алюминиевой крышкой толщиной 0.8 мм, имеющей перфорации различной конфигурации и размеров. Эффективность экранирования рассчитывалась на расстоянии 1 м от прибора. Анализ излучаемых помех проводился, исходя из наихудших фазовых и амплитудных соотношений. На блок ЗУ были наложены реальные ограничения по излучаемым помехам.

Для анализа ЭМС в имитационную модель блока ЗУ (созданную в среде ORCAD 9.2) были добавлены дополнительные элементы (резисторы, конденсаторы, индуктивности), учитывающие паразитные параметры реальных компонентов схемы и конструкции. Нагрузка имитируется сопротивлением Z_n , параметры которого задаются в зависимости от режима испытаний, и, при необходимости, генератором тока I_n (для имитации различных возмущений по цепи нагрузки). Цепь питания имитируется источником напряжения с внутренним сопротивлением $Z_{ин}$, возмущения по цепи питания – источником напряжения U_n , включаемым в цепь питания, а силовые кабели – сосредоточенными резистором, конденсатором и индуктивностью. Сначала на основе построенной имитационной модели были рассчитаны токи, протекающие в ЗУ. Затем, в соответствии с уравнениями Максвелла, было вычислено электромагнитное поле.

Для вычисления ослабления поля, излучаемого блоком ЗУ, была создана имитационная модель экрана с учетом допустимого уровня помех, определенных нормами по данной РЭА. Она была реализована с помощью пакета PSPICE в виде ряда фильтров нижних частот. Результат данного анализа представлен графически на рисунке.



Частотный спектр помех по напряжению электрического поля ($E_{\text{пом}}$) и допустимый спектр помех электрического поля ($E_{\text{доп}}$) на расстоянии 1 м от поверхности блока

Так как анализ проводился с учетом наихудших фазовых и амплитудных соотношений излучаемых помех, то полученный результат (рис. 1) соответствует приближенной оценке сверху. Несмотря на это можно сделать выводы о том что излучение блоком ЗУ не выходит за пределы допустимых значений в диапазоне частот до 100 МГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Полонский Н.Б. Конструирование электромагнитных экранов для РЭА. М.: Сов. Радио, 1979. 215с.
2. Тетельбаум И.М. Шнейдер Ю.Р. Практикум аналогового моделирования динамических систем. М.: Энергоатомиздат, 1987.

ДЕМОНСТРАЦИОННЫЙ МАКЕТ ШИРОКОПОЛОСНОГО УСИЛИТЕЛЯ

*Д.О. Кузнецов, студент 3 курса
ТУСУР, г. Томск, т. 41-33-65*

Современная техника нередко требует усиления электрических сигналов, имеющих очень широкую полосу частот – от единиц или десятков герц до многих мегагерц.

Цепи, расширяющие полосу пропускания каскада в сторону низких частот, а, следовательно, улучшающие его переходную характеристику в области больших времен, называют цепями или схемами низкочастотной коррекции.

Для расширения низкочастотной коррекции используют, как правило, две схемы, а именно: последовательную корректирующую це-

почку $R_{\text{нк}}-C_{\text{нк}}$, включенную параллельно во входной цепи каскада, либо цепочку развязывающего и сглаживающего фильтра в выходной цепи усилительного элемента. Причем вторая используется чаще.

В данной работе проектируется демонстрационный макет, задача которого – наглядно продемонстрировать свойства низкочастотной коррекции на примере трехкаскадного усилителя. Кроме того, рассматривается случай, когда сопротивление нагрузки является бесконечно большим по сравнению с сопротивлением коллектора, и случай, когда оно соизмеримо с этим сопротивлением.

Расчет данного усилителя начинается с выбора транзистора выходного, затем промежуточного и входного каскадов: снимаются входные и выходные характеристики, определяется режим работы транзистора. Затем рассматривается низкочастотная коррекция. Анализируется влияние разделительных емкостей, сопротивления нагрузки на качество коррекции и сопротивления генератора на низкочастотные искажения.

Реальные усилители имеют возможность регулировать пределы усиления. На демонстрационном макете показана схема активной регулировки усиления. Она осуществляет регулирование в пределах 20 дБ и находится в промежуточном каскаде.

Данная работа будет полезна при проектировании широкополосных усилителей, так как она позволяет наглядно рассмотреть особенности низкочастотной коррекции, то есть учесть влияние соотношения сопротивлений нагрузки и коллектора, разделительных емкостей, а также сопротивления генератора на низкочастотные искажения.

УНИВЕРСАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ КОНФИГУРАЦИЙ ПРОГРАММНЫХ КОМПОНЕНТ ОБРАБОТКИ МУЛЬТИМЕДИА ДАННЫХ

И.В. Налетов, аспирант каф. ТУ

ТУСУР, г. Томск, т.8-913-802-88-19, niv@ms.tusur.ru

Вследствие бурного развития мультимедиа технологий растет количество информации, причем информации разных видов. С ростом количества информации и в связи со сложностью ее структуры растет и количество разнообразных средств обработки мультимедиа данных и изменяются требования к ним. В связи с этим необходимы новые технологии в области обработки мультимедиа данных.

Зачастую процесс обработки некоторого объекта мультимедиа данных не сводится к применению к этому объекту какого-либо одно-

го алгоритма обработки. В реальности это некоторая последовательность процессов и алгоритмов обработки [1]. Предлагается выработать единый подход к настройке и конфигурированию программных компонент так, чтобы, по сути, разные задачи обработки данных имели единый способ организации и конфигурирования этого процесса.

Данный подход преследует следующие цели:

- проектирование и реализация описания некоторого набора программных компонент в едином техническом модуле и описания задач для обработки мультимедиа данных;
- проектирование и создание некоторого программного комплекса выполняющего задачи обработки данных в соответствии с описаниями конфигураций;
- все описания должны удовлетворять единому стандарту, как для синтаксической формы документов, так и для их семантического наполнения.

В качестве среды реализации поставленной задачи была выбрана платформа Windows и ее технология DirectShow, как одна из самых динамично развивающихся технологий в области программно-аппаратной обработки мультимедиа данных. Также основанием выбора было удобство реализации поставленной задачи на основе программных средств этой технологии.

Программные компоненты в DirectShow выполнены в виде так называемых фильтров (COM-объектов упакованных в DLL-модули). Фильтры используют один и тот же интерфейс для настройки. Каждый из фильтров имеет свой набор параметров и настроек, т.е. работа многих фильтров и выдаваемый ими результат зависят от значений имеющихся у него параметров. Также необходимо стандартизировать и обобщить процесс настройки фильтров.

Фильтры в разных композициях, в виде «графов фильтров», используются разными приложениями и определяют общую настройку графов. И соответственно граф, благодаря фильтрам, может быть настроен по-разному.

Разработанные описания состоят из следующих частей.

«База данных». В ней хранится необходимая информация обо всех нужных фильтрах.

«Профайл». В профайле содержится описание задачи. Программа, универсальный граф-менеджер, использует информацию, хранящуюся в профайле, для построения DirectShow-графа с нужными фильтрами и параметрами.

К синтаксису универсального описания также предъявляются жесткие требования. Очевидно, что для описания необходим какой-то

язык, и по своей структуре он должен быть прост и нагляден, а также стандартизирован. Решить описанные проблемы и выполнить необходимые требования можно путем использования языка XML. Представлять данные единым форматом будет удобнее и для этого языка существует множество синтаксических анализаторов.

В ходе решения поставленных задач был реализован ряд программных продуктов.

«Редактор профайлов». Редактор профайлов предназначен для изменения хранимой в профайлах информации и избавляет пользователя от необходимости иметь представление об идентификаторах, допустимых значениях параметров и синтаксических особенностях XML.

«Универсальный менеджер графов». Задачу построения и выполнения графа выполняет DirectShow-приложение DSGManApp. Задачу настройки графа выполняет DirectShow-фильтр DSGManager. Универсальный граф-менеджер предназначен для построения DirectShow-графа по данным указанным в исполняемом профайле. Также граф-менеджер осуществляет запуск графа и контроль за его работой. DirectShow-фильтр DSGManager предназначен для настройки графа построенного приложением DSGManApp.

На рисунке изображена схема взаимодействия модулей программы. «Граф менеджер» осуществляет общее управление работой программы. «DirectShow Graph Manager» – компонент непосредственно управляющий работой графа. XML Parser – синтаксический анализатор языка XML.

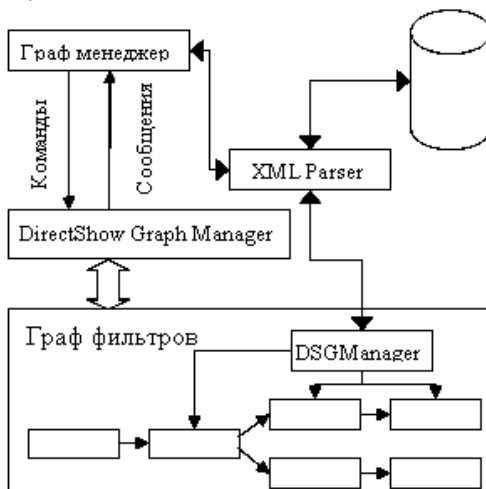


Схема взаимодействия модулей программы

В ходе работы были проанализированы основные проблемы, связанные с описанием конфигураций программных компонент DirectShow и созданием универсального менеджера графов.

Примечательно, что результаты данной работы могут использоваться для реализации других задач. К примеру, использование данных программ значительно облегчит решение задач оп исследования различных алгоритмов обработки изображений, в частности фильтрации и пост-обработки при декодировании данных [2]. Данные алгоритмы обработки изображений могут быть реализованы в виде отдельных программных компонент или же в виде подключаемых модулей. К примеру, может быть реализована некоторая программная компонента – оболочка, к которой посредством описанного выше способа конфигурирования могут подключаться программные модули обработки изображений. Эта оболочка может встраиваться в граф фильтров, по результатам работы графа можно сравнивать различные алгоритмы обработки. В дальнейшем планируется разработка и совершенствование предложенной технологии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рош У. Библия мультимедиа. К: ДиаСофт, 1998. 800 с.
2. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005. 1072 с.

ПРИМЕНЕНИЕ ЭОП В УСТРОЙСТВАХ НОЧНОГО ВИДЕНИЯ

Д.Н. Николаев, аспирант кафедры ТУ; В.А. Шалимов, к.т.н.

ТУСУР г. Томск, д.т. 56-51-70, nikolaev83@mail.ru

Прибор ночного видения (ПНВ) предназначен для наблюдения в темное время суток – в сумерки и ночью. По сути своей, это усилители яркости изображения наблюдаемого объекта. Собственно именно так они и называются в английской транскрипции «Image Intensifier Tubes». Первые ПНВ появились в конце второй мировой войны с тех пор прошли сложный путь развития. Их развитие можно разбить на ряд этапов, с которыми связано появление определенных поколений ПНВ [1].

Главным признаком, по которому различаются поколения ПНВ, является их основной элемент – электронно-оптический преобразователь (ЭОП), вакуумный фотоэлектронный прибор, для преобразования невидимого глазом изображения объекта (в инфракрасных, ультрафиолетовых и рентгеновских лучах) в видимое, либо для увеличения

(усиления) яркости видимого изображения. В основе действия ЭОП лежит преобразование оптического или рентгеновского изображения в электронное, осуществляемое с помощью фотокатода, а затем электронного изображения в световое (видимое), получаемое на катодолюминесцентном экране. В ЭОП изображение объекта проецируется (с помощью объектива) на фотокатод (при использовании рентгеновских лучей теневое изображение объекта проецируется на фотокатод непосредственно).

Основные характеристики ЭОП:

1) Разрешающая способность каскадных ЭОП составляет 25–60 штрихов на 1 мм;

2) Коэффициент преобразования – отношение излучаемого экраном светового потока к потоку, падающего от объекта на фотокатод, – каскадных ЭОП достигает $\approx 10^6$.

Основные недостатки каскадных ЭОП:

3) Малая разрешающая способность и сравнительно высокий темновой фон, приводящие к ухудшению качества изображения.

По принятой в мире терминологии, ЭОП классифицируются на три поколения – I, II и III (с некоторыми промежуточными ступенями I+, II+).

Поколение I

ЭОП имеют стеклянную вакуумную колбу с чувствительностью фотокатода 120–250 мА/лм. Усиление света у этих ЭОП составляет 120–900, разрешение в центре 25–35 лин/мм. Для увеличения коэффициента усиления ЭОП иногда последовательно стыкуют два, три или более изделий, собирая конструктивно их в один корпус. Коэффициент усиления света трехкаскадного ЭОП составляет 20000–50000. Однако при стыковке сильно растут искажения и падает разрешение по краям поля изображения.

Поколение I +(Super I + в зарубежной литературе)

Характеристика таких ЭОП – усиление света около 1000, чувствительность фотокатода мин. 280 мА/лм, разрешение в центре мин. 45 лин/мм.

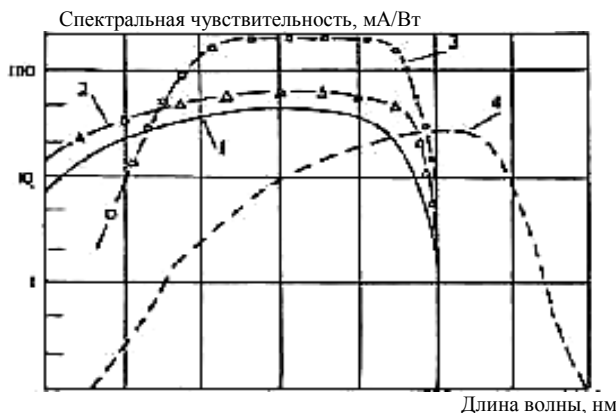
Поколение II

Конструктивно ЭОП II-го поколения отличается от I+ наличием специального усилителя электронов – микроканальной пластины (МКП). Характеристика таких ЭОП – усиление света около 25000–50000, чувствительность фотокатода мин. 240 мА/лм, разрешение в центре 32–35 лин/мм. Ресурс ЭОП составляет не менее 1000–3000 ч.

Поколение III

Интегральная чувствительность этих ЭОП составляет 1000 мкА/лм при разрешающей способности 32–36 лин/мм. На длине волны

$\lambda = 830$ нм спектральная чувствительность этого катода (рис. 1) составляет 190 мА/Вт, что соответствует квантовому выходу 30% (0,3 электрона/квант), а на длине волны $\lambda = 600$ нм квантовый выход составляет 40% (при теоретическом пределе 50%). По сравнению с более ранними модификациями за счет оптимального подбора входного полупроводникового слоя фотокатод имеет хорошую чувствительность и в «синей» части спектра (до 400–450 нм).



Спектральные характеристики современных фотокатодов: 1 – многослойный фотокатод; 2 – улучшенный многослойный фотокатод; 3 – фотокатод 3-го поколения (GaAs) модификации OMNI IV; 4 – продленный в ближнюю ИК-область фотокатод на основе InGaAs

Поколение II + (иногда в зар. литературе как поколение II)

Это ЭОП полностью аналогичной конструкции (включая оптические и электрические параметры) с хорошо освоенным и более дешевым многослойным фотокатодом. Эти ЭОП получили зарегистрированное фирменное название SuperGen. Типичная интегральная фоточувствительность многослойного фотокатода (Super S-25) в этих ЭОП составляет 650 мкА/лм (в стандартных ЭОП 2 и 2+ поколений это значение не превышает 280–350 мкА/лм). Разрешающая способность – 36–40 лин/мм при частотно-контрастной характеристике, не уступающей ЭОП 3-го поколения: 19% на пространственной частоте 25 лин/мм.

Как известно стандартный экран с люминофорным покрытием, ЭОП преднамеренно окрашен в зеленый цвет, потому что человеческий глаз может различать больше оттенков зеленого, чем других люминофорных цветов. Поэтому у ПНВ на выходном экране, проецируясь в желто-зеленом свете. Эту проблему решили Голландские уче-

ные, они создали комплекс ночного видения, позволяющий видеть объекты в цвете и так же четко, как днем.

Сначала система выбирает случайные пиксели из ряда дневных изображений типичных ландшафтов, создавая базу образцов. Так загороженный пейзаж будет иметь набор коричневых цветов от стволов деревьев, зеленых от трав и крон, голубых – от неба. Далее система наносит эти оттенки на карту, заменяя их однотонными эквивалентами, назначая светло-серый цвет – синему цвету неба, темно-серый – коричневому цвету деревьев и так далее. Потом, когда система «рассматривает» сцену ночью, происходит реверс, обращение карты, одноцветные пиксели в изображении заменяются самым близким цветом из типового изображения. Для различных окружающих сред компьютер будет иметь свою таблицу типовых оттенков: для сельского пейзажа, для города, моря или пустыни.

В дальнейшем комплекс мог бы использовать навигацию GPS и карту местности, чтобы выбирать накладываемые цвета сообразно типу пейзажа, указанного в карте.

ЛИТЕРАТУРА

1. Саликов В.Л. Приборы ночного видения: история поколений // Специальная техника, 2000, № 2, с. 40–48.

ВИДЕОУСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ РАДИАЦИОННО-СТОЙКОЙ КАМЕРЫ НА ВИДИКОНЕ

В.В. Приходько, студент, 5 курс;

В.Ф. Коновалов, доцент каф. ТУ, к.т.н.

ТУСУР, г. Томск, т.76-55-64, prvv@kvadronet.ru

На кафедре ТУ ТУСУР разработана телевизионная радиационно-стойкая камера диаметром 38 мм, благодаря применению отечественного видикона типа ЛИ501 (разработка ЦНИИ Электрон), обладающего радиационной стойкостью $(0,2 \div 5) \cdot 10^7$ рад. Камера позволяет осуществлять визуальный контроль внутренних поверхностей трактов технологических каналов, металлоконструкций и рабочего пространства уран-графитовых ядерных реакторов.

В состав передающей камеры входят: блок передающей трубки, камерный видеоусилитель и фильтры, оптическая система, узел оптической фокусировки.

Блок передающей трубки включает в себя видикон ЛИ501-1 с мишенью на основе гетероперехода с магнитной фокусировкой и электростатическим отклонением луча и фокусирующую систему.

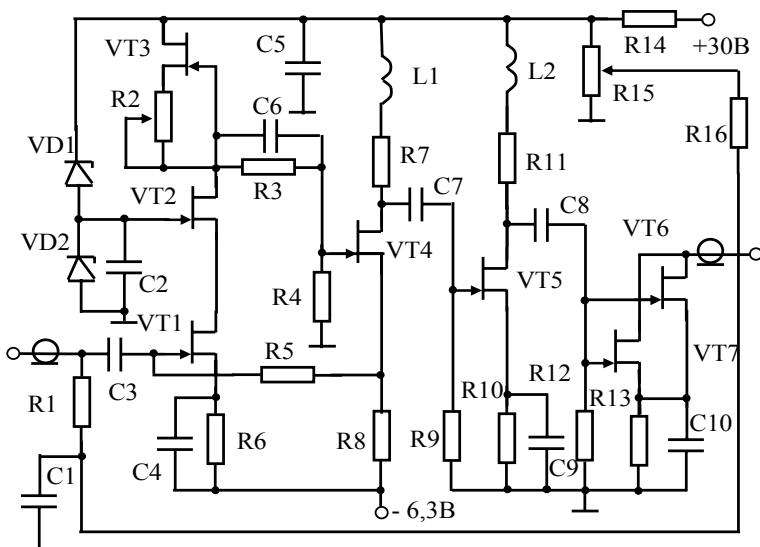
К камерному видеоусилителю предъявляется ряд требований: высокое отношение сигнал/шум, малые габаритные размеры, радиационная стойкость, малое потребление мощности.

Обычно в видиконных камерах промышленных телевизионных установок используется простая схема противозумовой коррекции, предложенная Г.В. Брауде [1]. Поскольку низкочастотное напряжение сигнала на входе усилителя возрастает пропорционально R_n (R_n – сопротивление нагрузки для видикона), а напряжение теплового шума сопротивления R_n – пропорционально $\sqrt{R_n}$, то для увеличения отношения сигнал/шум сопротивление нагрузки трубки выбирается возможно большим. Частотные искажения, возникающие при этом во входной цепи усилителя за счет влияния паразитных емкостей, корректируются дифференцирующим каскадом. При этом наблюдается дополнительное уменьшение видности помех за счет перераспределения отношения сигнал/шум по спектру. Такое перераспределение отношения сигнал/шум выгодно, поскольку глаз человека более чувствителен к низкочастотным помехам.

Для коррекции спада частотной характеристики входной цепи предварительного усилителя часто используется отрицательная обратная связь (ООС) между одним из его усилительных каскадов и входной цепью. Благодаря наличию ООС, коэффициент усиления на низших частотах уменьшается сильнее, чем на высших, компенсируя тем самым искажения входной цепи. Так же ООС позволяет увеличить сопротивление нагрузки для видикона и стабильность работы входного каскада.

В качестве активных элементов используются полевые транзисторы [2], так как в настоящее время они обладают значительно меньшим уровнем шумов, чем биполярные, обеспечивая при этом высокое входное сопротивление, высокую радиационную стойкость.

Камерный видеоусилитель собран на радиационно-стойких полевых транзисторах КП307Г с управляющим р-п – переходом. В первом каскаде применена каскодная схема ОИ – ОЗ на транзисторах VT1 – VT3 для снижения влияния емкости затвор – сток транзистора VT1 [3]. Транзистор VT3 выполняет функцию динамической нагрузки каскада ОИ – ОЗ, что позволяет повысить коэффициент усиления каскада [2]. Через делитель R6, C6 и R7 видеосигнал поступает на второй каскад на транзисторе VT4, включенном по схеме с ОИ. Оба каскада охвачены отрицательной обратной связью по постоянному и переменному напряжению через резистор R5, включенный между истоком транзистора VT4 и затвором транзистора VT1. Применение обратной связи позволяет повысить стабильность работы усилителя и частично скорректировать искажения входной цепи камерного усилителя.



Принципиальная схема камерного видеосузителя

Со стока транзистора VT4 видеосигнал через усилительный каскад на транзисторе VT5, включенном по схеме с ОИ, поступает на выходной каскад, выполненный на параллельно соединенных транзисторах VT6 и VT7, включенных по схеме с ОИ. Нагрузкой выходного каскада является согласованный коаксиальный кабель с волновым сопротивлением 75 Ом. Такое включение нагрузки позволяет уменьшить влияние помех, наводимых на земляном проводе коаксиального кабеля [4]. Для коррекции высокочастотных искажений в усилителе используются индуктивности L1, L2 и конденсаторы C9, C10.

Постоянное напряжение на сигнальную пластину видикона подается с потенциометра R15 через фильтр R16, C1 и R1.

Камерный видеосузитель при работе от генератора с внутренним сопротивлением 75 Ом имеет коэффициент усиления около 200 при верхней граничной частоте 7,5 МГц. Расчетное значение отношения сигнал/шум превышает 120.

Питание видеосузителя осуществляется через стабильную, выполненную на стабилитронах VD1, VD2 и резисторе R14. Напряжения на выходах стабильной равны 24 и 5,6 В соответственно.

На плате видеосузителя расположены и фильтры, через которые подаются напряжения на сетку (+340 В), на анод (+250 В) и на модулятор видикона.

Габаритные размеры платы видеосузителя: 32×100 мм.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шейфис И.И. Способы улучшения качественных показателей видеотракта телевизионных центров: Издательство связь. М. связь, 1967. – 218 с.
2. Немчинов В.М., Никитаев В.Г., Ожогин М.А., Ляхович В.В. Усилители с полевыми транзисторами; Под. ред.: И.П. Степаненко – М.: Сов. радио, 1980. – 192 с.
3. Агаханян Т.М. Интегральные микросхемы: Учеб. пособие для вузов. – М.: Энергоатомиздат, 1983. – 464 с.
4. Ицкович В.М., Коновалов В.Ф. Анализ схем включения и коррекция каскадов, работающих на длинный кабель. Доклад на конференции, посвященной дню Радио, Томск, 1968.

СХЕМА СРАВНЕНИЯ РЕГУЛЯТОРОВ ТЕМБРА ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ

В.А. Шилов, студент 3 курса РТФ

ТУСУР, г. Томск

При прослушивании музыки в жилых помещениях, особенно малых размеров, возникают частотные искажения. Они вызваны тем, что акустические волны от источника сигнала и отразившиеся от стенок помещения, приходят с разными фазами, что влечет опасность возникновения стоячих волн, т.е. провалы и пучности интенсивности звука. Для восстановления естественной картины звука применяют регуляторы тембра.

Регулятор тембра является неотъемлемой частью современного высококачественного устройства звуковоспроизведения. Его основное назначение – обеспечить такое регулирование амплитудно-частотной характеристики усилительного устройства, чтобы компенсировать частотные искажения, вызванные несовершенством акустических систем. Регуляторы тембра бывают: *пассивные и активные*.

Пассивные регуляторы – это простые фильтры верхних и нижних частот. Недостаток пассивных регуляторов тембра состоит в том, что они имеют большое выходное сопротивление и мало входное. Это приводит к тому, что трудно согласовать регулятор с усилителем. Еще один недостаток заключается в том, что невозможна независимая регулировка амплитудно-частотной характеристики на отдельных частотах. Можно регулировать только уровень высокочастотной и низкочастотной составляющих. Пассивные регуляторы тембра работают как частотно-зависимые делители напряжения, обладающие большим собственным затуханием. Плохо еще и то, что нельзя точно вос-

становить ранее найденную удачную форму амплитудно-частотной характеристики. Однако простота конструкции и высокие качественные показатели все же склоняют конструкторов к использованию именно пассивных регуляторов тембра.

Активные регуляторы – это регуляторы, которые имеют и фильтры, и усилительные цепи, усиливающие или ослабляющие сигнал. В таких регуляторах обычно меняют глубину частотно-зависимой обратной связи и формируют необходимую амплитудно-частотную характеристику. Активные регуляторы, построенные на операционных усилителях по инвертирующей схеме, имеют ряд преимуществ, по сравнению с пассивными регуляторами. А именно: в среднем положении регулятора, затухание равно 0, коэффициент усиления равен 1, благодаря чему нелинейные искажения и шум снижаются; регуляторы имеют низкоомный выход и симметричные подъем и спад частотной характеристики при симметричной схеме. При проектировании усилителей и использовании этого метода регулировки тембра не стоит забывать, что активные регуляторы тембра – это целый каскад либо на операционном усилителе, либо на транзисторе.

В настоящее время, в более совершенных комплексах, исправление искажений амплитудно-частотной характеристики возлагаются на эквалайзеры – многополосные регуляторы тембра, с помощью которых амплитудно-частотная характеристика регулируется в отдельных участках частотного диапазона.

Эквалайзеры бывают: *графические* (с постоянной и регулируемой шириной полосы частот), *параметрические* (с управляемым полосовым фильтром) и *полупараметрические*. В графическом эквалайзере частотный диапазон разделен на несколько полос одинаковой ширины. Само название эквалайзера говорит о том, что, меняя положение ручек регуляторов, «рисуются» амплитудно-частотная характеристика. В параметрическом эквалайзере частотный диапазон разделен на отдельные полосы, но уже меняется не только усиление или ослабление сигнала, но меняется ширина полосы, а также можно сдвигать центральную частоту полосы. В полу параметрических эквалайзерах отсутствует один из параметров регулировки (либо ширина полосы, либо усиление/ослабление сигнала, либо сдвиг центральной частоты). Основным недостатком данных регуляторов тембра является то, что с изменением положения ручки регулятора, меняется добротность контура. Но зато имеются и преимущества перед активными и пассивными регуляторами. Графический эквалайзер (например, десятиполосный октавный эквалайзер с фиксированной добротностью) позво-

ляет регулировать амплитудно-частотную характеристику в широких пределах и придавать ей в значительной степени произвольную форму. Дискретность регулировки позволяет запомнить и установить желаемую форму амплитудно-частотной характеристики, найденную ранее.

Рассмотрим одну схему пассивной регулировки тембра типа RC. С помощью пакета ELEKTRONICS WORKBENCH 5,12, были построены амплитудно-частотные характеристики данного регулятора тембра. Схема пассивной регулировки тембра и частотные характеристики приведены на рис. 1.

В задачах на расчет регуляторов тембра необходимо знать, какой максимальный подъем (спад) необходимо получить и на каких частотах. Пусть необходимо получить максимальный подъем в 20 дБ (т.е. в 10 раз) на частотах 30 Гц и 15 кГц. Выбрав равными сопротивления регуляторов, определяют положение ползунка, при котором наблюдается баланс схемы.

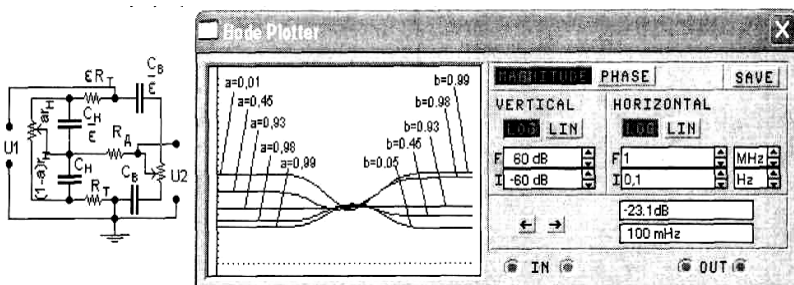


Рис. 1. Схема регулятора тембра и семейство амплитудно-частотных характеристик

Рассмотрим еще для сравнения схему параметрического регулятора тембра, которая приведена на рис. 2, а. На рис. 2, б, в и г приведены амплитудно-частотные характеристики, на которых показано усиление/ослабление сигнала (рис. 2, б), изменение ширины полосы частот (рис. 2, в) и сдвиг центральной частоты (рис. 2, г).

Из рассмотренных примеров видны и возможности простой пассивной схемы регулировки тембра и эквалайзера. А какую схему выбрать (простую или более сложную) – это уже дело конкретной задачи проектировки усилителей.

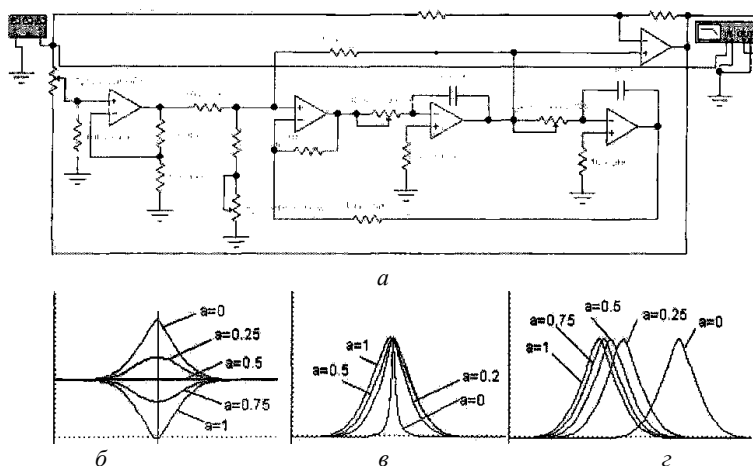


Рис. 2. Схема эквалайзера и амплитудно-частотные характеристики

В заключение можно сказать, что данная статья будет полезна при проектировании усилителей звуковых частот тем, что в ней отражены основные достоинства и недостатки пассивных и активных регуляторов тембра, приведены конкретные примеры схем с частотными характеристиками.

РАЗРАБОТКА ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ ДЛЯ ЭОП

С.В. Шушков, 5 курс РТФ

ТУСУР, г. Томск, т.41-33-71, shu-84@mail.ru.

Электронно-оптический преобразователь (ЭОП) относится к приборам с усилением яркости и позволяет наблюдать объект передачи в условиях низкой освещенности. ЭОП включает в себя фотокатод, принимающий фотоны от объекта, микроканальную пластину (МКП), принимающую фотоэлектроны и создающую поток электронов вторичной эмиссии в форме повторяющей объект, и экран, принимающий поток электронов вторичной эмиссии и создающий видимое изображение.

Источник питания питает трубку ЭОП в соответствии с переменным рабочим циклом либо на уровне расчетного напряжения для трубки, либо на уровне напряжения, имитирующем темное поле. Это изменение рабочего цикла осуществляется в виде функции электриче-

ского тока в трубке ЭОП с целью обеспечения автоматической регулировки яркости (АРЯ) и защиты от ярких источников света (ЗЯИ).

Структурная схема источника питания ЭОП приведена на рис. 1.

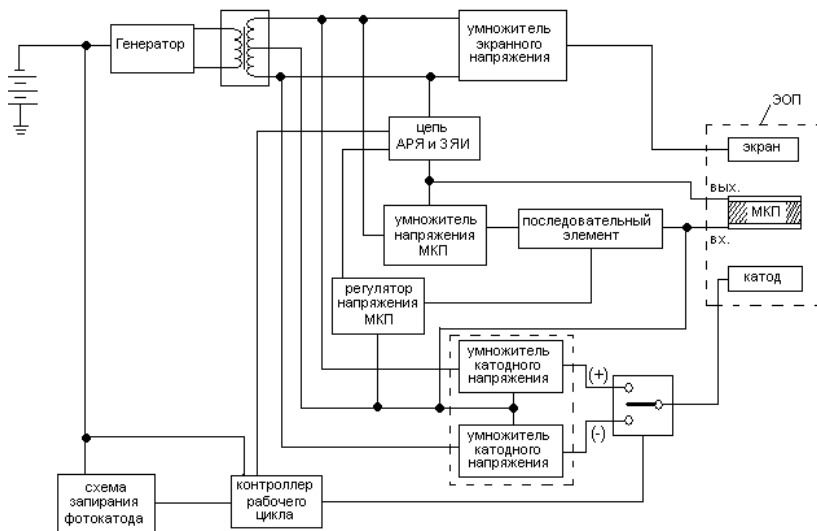


Рис. 1. Структурная схема источника питания ЭОП

Источник питания включает:

- 1) генератор, формирующий импульсы заданной частоты и амплитуды и питающий первичную обмотку трансформатора;
- 2) трансформатор, с вторичной обмотки которого снимается напряжение питающее преобразователь напряжения экрана;
- 3) преобразователь напряжения экрана, обеспечивающий высокое напряжение экран – выход МКП;
- 4) преобразователь напряжения МКП, обеспечивающий необходимый уровень напряжения на поверхностях МКП;
- 5) последовательный элемент и регулятор напряжения МКП, с помощью которых производится регулировка напряжения МКП;
- 6) преобразователь напряжения фотокатода, включающий две цепи, одна из которых подает отрицательный уровень напряжения на фотокатод, а другая цепь подает на фотокатод напряжение, которое положительно относительно к уровню напряжения, подаваемому на первую поверхность МКП;
- 7) коммутационную схему, подсоединяющую фотокатод попеременно то к одной цепи преобразователя напряжения фотокатода, то

к другой, а также включающую возможность подключать в период записи фотокатод попеременно к разомкнутой цепи после подсоединения фотокатода к цепи отрицательного уровня напряжения;

8) контроллер рабочего цикла, управляющий коммутационной схемой в ответ на уровень тока экрана с целью изменения длительности рабочего цикла подсоединения фотокатода к соответствующей цепи преобразователя напряжения фотокатода с фиксированной заранее установленной частотой;

9) цепь АРЯ и ЗЯИ;

10) схему записи фотокатода.

АРЯ поддерживает яркость предоставляемого пользователю изображения постоянной, несмотря на изменения в яркости наблюдаемого объекта передачи. АРЯ обеспечивается слежением с помощью регулирующей цепи за выходным током экрана. С увеличением освещенности фотокатода увеличивается ток экрана, а, следовательно, и яркость экрана. При достижении критического уровня тока ЭОП может выйти из строя. Поэтому, когда ток экрана превышает заданный порог, уровень напряжения вдоль противоположных поверхностей МКП уменьшается с целью уменьшения коэффициента усиления МКП. Таким образом, ток экрана поддерживается на определенном уровне. Но уменьшение напряжения МКП имеет следствием уменьшение разрешения ЭОП. Поэтому напряжение МКП можно снижать до уровня, при котором разрешение ЭОП считается удовлетворительным.

При дальнейшем увеличении освещенности фотокатода уровень тока экрана продолжает расти и в действие вступает защита от яркого источника (ЗЯИ). ЗЯИ защищает ЭОП от повреждения чрезмерно высоким уровнем тока в случае, когда источник света, такой как вспышка или огонь, попадает в область зрения. Защита от источников света обеспечивается в обычных приборах ночного видения путем снижения напряжения, обеспечиваемого на фотокатод. Этот обычный метод ЗЯИ имеет также недостаток в виде снижения разрешения ЭОП. В приборах ночного видения с улучшенной схемой ЗЯИ питание фотокатода импульсное и ЗЯИ обеспечивается изменением длительности импульсов. С увеличением уровня тока экрана от уровня, при котором прекращается действие АРЯ длительность импульсов уменьшается и, при достижении минимальной длительности импульсов, схема записи фотокатода переводит коммутационную схему в положение, при котором на фотокатод напряжение не подается. Тем самым обеспечивается защита ЭОП от ярких источников света.

Таким образом, с помощью улучшенной АРЯ и ЗЯИ расширяется диапазон освещенностей, при которых ЭОП может надежно функционировать.

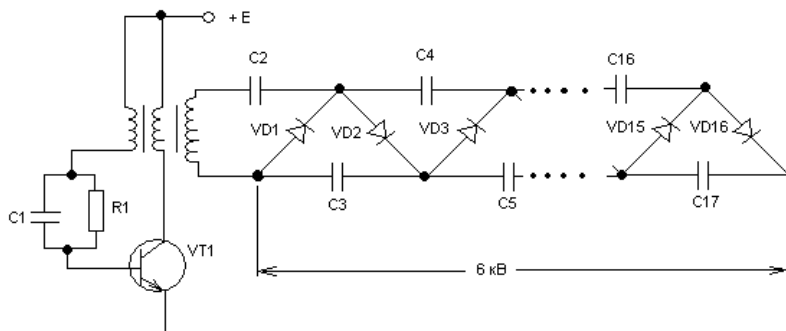


Рис. 2. Принципиальная схема высоковольтного источника питания экрана ЭОП

В настоящее время разработана высоковольтная часть источника питания предназначенная для запитывания экрана ЭОП. Принципиальная схема высоковольтного источника питания экрана ЭОП представлена на рис. 2.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гейхман И.Л., Волков В.Г. Основы улучшения видимости в сложных условиях. М.: Недра, 1999. – 285 с.
2. Кейзан Б. Достижения в технике передачи и воспроизведения изображений. Том 1. М.: Мир, 1978. – 336 с.
3. Patent: N 901419/07.28.97: Cl: 250/214VT.

ПСИХОАКУСТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ СТАНДАРТОВ MPEG

А.С. Швабенланд, 5 курс РТФ; А.Г. Костевич, к.т.н., доцент

ТУСУР, г. Томск, т. 8-903-915-82-42, ak@tu.tusur.ru

MPEG – это формат компрессии, или сжатия цифровых звуковых данных. Почему именно формат MPEG стал таким популярным среди слушателей? MPEG – это открытый международный стандарт. Кодирование по формату MPEG обеспечивает наиболее плотное сжатие, то есть минимизацию объема данных, необходимых для записи и передачи звукового сигнала, при условии, что слушатель не отличает воспроизведенный звук от оригинала. Создание этого формата открыло принципиально новый подход к построению алгоритмов компрессии звуковых данных.

В основе всех кодеков компрессии лежит квантование составляющих звукового сигнала. Однако появляющиеся при этом шумы квантования ухудшают качество звука, воспроизводимого при декодировании, и ограничивают степень компрессии и плотность упаковки. Целью раннее разработанных алгоритмов сжатия была минимизация уровня вносимых шумов квантования. Алгоритм MPEG предполагает внесение максимального уровня шумов квантования, но при условии, что они остаются неслышимыми. Такой подход обеспечивает сочетание эффективности и качества. Именно этот подход используется при разработке всех новых усовершенствованных систем компрессии звуковых данных.

MPEG – это кодирование на основе преобразований и квантование с использованием психоакустической модели слуха. Психоакустическая модель слуха дает количественное описание причин, которые ограничивают различительные возможности слуховой системы.

Качество алгоритма компрессии в значительной степени определяется психоакустической моделью, реализованной в блоке психоакустического анализа кодека. Наиболее известны три психоакустические модели: NMR (Noise to Mask Ratio), PAQM (Perceptual Audio Quality Measure) и PERCEVAL (PERCeptual EVALution). Самое широкое распространение получила NMR модель, в которой при расчете глобального (суммарного) порога маскировки учитываются абсолютный порог слышимости и явление маскировки в частотной области. Маскировка во временной области и явление демаскировки сигналов, свойственное пространственному восприятию источников звука, в NMR модели не учитываются, и это является ее существенным недостатком.

В алгоритмах MPEG с помощью психоакустической модели, подобной NMR, для каждой субполосы кодирования n вычисляется отношение сигнал-маска, $SMR(n)$ [1]. Оно представляет собой выраженное в децибелах отношение энергии звукового сигнала к максимально возможному значению энергии искажений квантования в субполосе кодирования, при котором они еще маскируются полезным сигналом. Совокупность значений $SMR(n)$, вычисленных для всех субполос кодирования, образует глобальный порог маскировки, определяющий требуемое для кодирования субполосных отсчетов или соответствующих им коэффициентов модифицированного дискретного косинусного преобразования (МДКП) минимально возможное число бит.

В стандартах MPEG используются психоакустические модели 1 и 2. В психоакустической модели 1 используется принцип аддитивности (взаимонезависимости) действия на орган слуха спектральных компонент. В психоакустической модели 2 изменены процедуры вычисле-

ний энергий полезного сигнала и глобального порога маскировки в субполосах кодирования., а также учитываются явления временной маскировки (предмаскировки и постмаскировки).

В модели 1 вначале рассчитывается энергетический спектр $X(k)$, в дБ, выборки входного сигнала [1]. Длина выборки N быстрого преобразования Фурье (БПФ) составляет $N = 512$ (Layer 1) или 1024 отсчета (Layer 2). На выходе блока БПФ имеем линейчатый спектр с разрешением по частоте $\Delta F = f_D / N$, где f – частота дискретизации сигнала. При $f = 48$ кГц и $N = 1024$ получаем, что $\Delta F = 46,875$ Гц. Перед вычислением спектра выборка отсчетов звукового сигнала взвешивается оконной функцией Ханна $h(n)$ для уменьшения искажений, вызванных эффектом Гиббса. Вычисленный спектр нормируется: максимальной по величине спектральной компоненте присваивается уровень равный 96 дБ.

Далее вычисляется энергия сигнала в каждой из субполос кодирования n , локальные максимумы энергетического спектра сигнала выборки, производится разделение исходного спектра сигнала выборки на тональные и нетональные (шумоподобные) компоненты, рассчитываются коэффициенты маскировки для тональных и не тональных компонент, пороги маскировки и отношение сигнал-маска $SMR(n)$ для каждой из субполос кодирования.

В докладе более подробно рассмотрена последовательность вычислений по блок-схеме и основные расчетные соотношения на примере психоакустической модели 1 [1].

ЛИТЕРАТУРА

1. Ковалгин Ю.А., Вологдин Э.И. Цифровое кодирование звуковых сигналов. – СПб.: КОРОНА–принт, 2004. 240 с.

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ В СТАТИСТИКЕ НА БАЗЕ МЕТОДА НАИМЕНЬШИХ КВАДРАТОВ (МНК)

Е.И. Сиволясова, студент 3 курса каф. ТУ;

В.А. Потехин, к.т.н., доцент каф. ТУ

ТУСУР, г. Томск, т.413-368, pva@tu.tusur.ru

Метод наименьших квадратов (МНК) применяется для решения различных задач, связанных с точной обработкой результатов опыта. Наиболее важным приложением этого метода является решение задачи сглаживания экспериментальной зависимости, т.е. описание функцио-

нальной зависимости аналитической формулой. Сущность метода наименьших квадратов заключается в следующем [1].

Пусть получено n экспериментальных точек с абсциссами $x_1, x_2, \dots, x_n$ и соответствующими им ординатами $y_1, y_2, \dots, y_n$. Зависимость y от x , изображаемая аналитической функцией $y = f(x)$, не может совпадать с экспериментальными значениями y_i во всех n точках. Это означает, что для всех или некоторых точек разность $\Delta_i = y_i - f(x_i)$ будет отлична от нуля. Требуется подобрать параметры функции $y = f(x)$ таким образом, чтобы сумма квадратов разностей $\Delta_i = y_i - f(x_i)$ была наименьшей, т.е. требуется обратить в минимум выражение

$$z = \sum_{i=1}^n \Delta_i^2 = \sum_{i=1}^n [y_i - f(x_i)]^2. \quad (1)$$

Следует заметить, что выражение (1) представляет собой полином второй степени относительно неизвестных параметров (неизвестные параметры в зависимость $y = f(x)$ входят линейно), который не может принимать отрицательных значений.

Метод наименьших квадратов обладает тем преимуществом, что если сумма квадратов отклонений мала, то сами эти отклонения также малы по абсолютной величине. Для метода средних, где составляется алгебраическая сумма отклонений, такого вывода сделать нельзя.

Недостатком метода наименьших квадратов является громоздкость вычислений. Поэтому к нему прибегают обычно при обработке наблюдений высокой точности, когда нужно получить также весьма точные значения параметров.

Исходя из принципа наименьших квадратов, мы должны подобрать такие значения неизвестных параметров $a_1, a_2, \dots, a_m$, при которых обращается в минимум выражение

$$z = \sum_{i=1}^n \left[y_i - \sum_{k=1}^m a_k f_k(x_i) \right]^2; \quad (2)$$

Выражение (2) является функцией неизвестных параметров a_k , поэтому для отыскания минимума этой функции нужно согласно правилам дифференциального исчисления найти частные производные функции z по всем параметрам a_k ($k = 1, 2, \dots, m$) и приравнять их к нулю:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dz}{da_1} &= 2 \sum_{i=1}^n \left[y_1 - \sum_{k=1}^m a_k f_k(x_i) \right] \cdot [-f_1(x_i)] = 0, \\ \frac{dz}{da_2} &= 2 \sum_{i=1}^n \left[y_1 - \sum_{k=1}^m a_k f_k(x_i) \right] \cdot [-f_2(x_i)] = 0, \\ &\dots\dots\dots \\ \frac{dz}{da_m} &= 2 \sum_{i=1}^n \left[y_1 - \sum_{k=1}^m a_k f_k(x_i) \right] \cdot [-f_m(x_i)] = 0. \end{aligned} \right\} \quad (3)$$

В частности при использовании в качестве исходного выражения полинома степени m

$$y = a_0 n + a_1 x + a_2 x^2 + \dots + a_m x^m, \quad (4)$$

в результате дифференцирования (3) получим систему нормальных уравнений

$$\begin{aligned} a_0 n + a_1 [x] + a_2 [x^2] + \dots + a_m [x^m] &= [y], \\ a_0 [x] + a_1 [x^2] + a_2 [x^3] + \dots + a_m [x^{m+1}] &= [x y], \\ &\dots\dots\dots \\ a_0 [x^m] + a_1 [x^{m+1}] + a_2 [x^{m+2}] + \dots + a_m [x^{2m}] &= [x^m y], \end{aligned} \quad (5)$$

подставляя в которую опытные значения x_i и y_i , получим систему m линейных уравнений относительно неизвестных параметров a_k , решение которой может быть найдено с помощью определителей или последовательным исключением неизвестных.

С целью упрощения методики расчета, Потехиным В.А в 1988г. [2] предложено изменить систему координат исходной и аналитической функций:

- координата центра ряда объявляется нулевой,
- начальная координата – минус 1 (–1),
- правая координата – плюс 1 (+1).

Относительная координата любой точки ряда вычисляется по формуле

$$x_i = \frac{2 \cdot (i-1)}{n-1} - 1;$$

где $i = 1$ — порядковый номер отсчета (уровня ряда), n — количество уровней ряда (количество отсчетов).

Например, для $n = 11$ координатный ряд выглядит следующим образом (рис. 1):

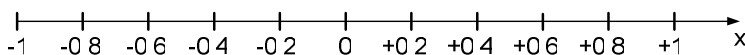


Рис. 1. Графическое представление координатного ряда

Путем решения матричных систем уравнений выведены формулы для расчета коэффициентов полиномов (4) от первой до пятой степени включительно.

Введем стандартные обозначения для всех полиномов (F_i – уровень):

$$\begin{aligned} [Y1] &= \sum_{i=1}^n F_i; \quad [Y2] = \sum_{i=1}^n F_i x_i; \quad [Y3] = \sum_{i=1}^n F_i x_i^2; \quad [Y4] = \sum_{i=1}^n F_i x_i^3; \\ b_{13} &= b_{31} = [x^2] = \sum_{i=1}^n x_i^2; \quad b_{11} = \sum_{i=1}^n x_i^0 = n; \quad b_{44} = [x^6] = \sum_{i=1}^n x_i^6; \\ b_{12} &= [x^1] = \sum_{i=1}^n x_i^1; \quad b_{24} = b_{42} = b_{33} = [x^4] = \sum_{i=1}^n x_i^4; \quad b_{22} = [x^2] = \sum_{i=1}^n x_i^2; \\ B1 &= b_{11} \times b_{33} - b_{13} \times b_{31}; \quad B2 = b_{22} \times b_{44} - b_{24} \times b_{42}; \end{aligned}$$

Полиномом первой степени

$$S(x) = a_0 + a_1 x, \quad (6)$$

коэффициенты полинома

$$a_0 = \frac{[Y1]}{b_{11}}; \quad a_1 = \frac{[Y2]}{b_{22}}.$$

Полиномом второй степени

$$S(x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2, \quad (7)$$

коэффициенты полинома

$$a_0 = \frac{[Y1] \cdot b_{33} - [Y3] \cdot b_{13}}{B1}; \quad a_1 = \frac{[Y2]}{B2}; \quad a_2 = \frac{[Y3] \cdot b_{11} - [Y1] \cdot b_{31}}{B1}.$$

Полиномом третьей степени

$$S(x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3, \quad (8)$$

коэффициенты полинома

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{[Y1] \cdot b_{33} - [Y3] \cdot b_{13}}{B1}; \quad a_1 = \frac{[Y2] \cdot b_{44} - [Y4] \cdot b_{24}}{B2}; \\ a_2 &= \frac{[Y3] \cdot b_{11} - [Y1] \cdot b_{31}}{B1}; \quad a_3 = \frac{[Y4] \cdot b_{22} - [Y2] \cdot b_{42}}{B2}. \end{aligned}$$

Расчетные соотношения для полиномов четвертой и пятой степени не приводятся в виду ограниченного объема статьи.

С целью апробации методики были проведены многочисленные расчеты трендов рядов динамики в социально-экономической сфере. Ниже приводится один из примеров, связанный с потреблением электроэнергии промышленностью Томской области 1992 – 2002 гг.

Сглаживание ряда производится по изложенной методике полиномами первой (6), второй (7) и третьей (8) степеней. Полученные результаты представлены на рис. 2. Анализ приведенных графиков показал, что наилучшее приближение к исходному ряду дает кубический полином.

Расчетные коэффициенты полиномов позволили сделать прогноз потребления электроэнергии промышленностью Томской областью на ближайшие годы (2003 – 2004 гг.). Поскольку потребление электроэнергии на эти годы нам было уже известно, это позволило сделать оценку надежности прогноза методом МНК. Мы пришли к выводу, что чем выше степень аппроксимирующего полинома, тем точнее экстраполяция.



Рис. 2. Пример сглаживания и экстраполяции ряда методом МНК В.А. Потехина

В заключение можно отметить, что достоинствами предлагаемой методики сглаживания и экстраполяции рядов являются:

- Простота ввода исходной информации (значимыми являются только уровни ряда);
- Прозрачность вычислений коэффициентов полиномов;
- Возможность прогнозирования на любой период;
- Отсутствие необходимости в использовании пакетов прикладных математических программ.

ЛИТЕРАТУРА

1. Демидович Б.П., Марон И.А., Шувалова Э.З. Численные методы анализа. Физматгиз, 1963. 400 с.
2. Потехин В.А. Дис. ... канд. техн. наук: 05.12.17: защищена 10.10.89: утв. 17.01.90 /Потехин Виктор Ананьевич. Томск, 1989. 214 с. Библ.: с. 185-198.

ГЕНЕРАТОРЫ МОЩНЫХ КОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ

С.С. Сивцев, аспирант каф. ТУ; В.А. Шалимов, к.т.н.

ТУСУР, г. Томск, т.41-34-30, stepanesku@mail.ru

В последнее время возросла потребность в качественно новых генераторах мощных коротких импульсов, которые формировали бы нано-, пикосекундные импульсы со средней мощностью больше 100 Ватт. Во всех известных технических решениях схем формирования наносекундных импульсов применяются различные типы разрядников.

Основные преимущества наносекундного импульса: пробивные напряжения существенно выше, чем у микросекундного, что обеспечивает возможность поднимать постоянную составляющую при наложенных импульсах до уровня 90% от постоянного напряжения; распределение плотности тока более равномерное, даже чем у микросекундных импульсов; коронный разряд носит стримерный характер, поэтому может достигаться более высокая плотность ионов; при очень крутых фронтах начинают сказываться эффекты электромагнитного поля и процессы, протекающие в области сред «металл — слой пыли», что ведет к лучшему отряхиванию пыли с электродов, особенно коронирующих и др.

Генераторы подобного типа, как показывает обзор современных литературных источников, используются в озонаторах для очистки воды, в бытовых и промышленных устройствах, в телевизионных активных системах наблюдения в условиях плохой видимости (для возбуждения лазеров и формирования стробирующих импульсов), в микроэлектронике при проведении различного рода технологических процессов, при хирургических операциях в медицине, в радиолокации (активные фазированные антенные решетки), в экспериментальных установках по сжижению газа, они также необходимы для проведения различного рода научных исследований, т.е. в так называемых нанотехнологиях в качестве одной из составляющих.

Нанотехнологии – новый, и пока не слишком понятный широкой публике термин. Но скоро в мир нанотехнологии войдет каждая домохозяйка, а сами нанотехнологии принесут новую научно-техническую революцию. Только что в США опубликован 600-страничный доклад, где приводятся данные по финансированию научных исследований в этой области в 2004 г. и планы на будущее. Развитие нанотехнологии значится на одной из верхних строк в утвержденном президентом РФ перечне приоритетных научных направлений и перспективных технологий.

Понятие «нанотехнологии» в 1974 г. придумал японец Норт Танигути для описания процесса построения новых объектов и материалов при помощи манипуляций с отдельными атомами. Нанотехнологии имеют дело с объектами в одну миллиардную часть метра, то есть размером с атом. В отличие от прежних приборов, которые позволяли лишь наблюдать окружающий мир, новейшие приборы (наноскопы, их правильнее называть нанозондами) дают возможность изменять этот мир, строить в нем, как из кирпичиков, молекулы с любыми свойствами.

Одним из инструментов, позволяющим проникнуть в мир нанотехнологии, являются мощные генераторы коротких и ультракоротких импульсов.

Генераторы мощных коротких импульсов разрабатывались и раньше, но на данный момент прежние генераторы, как и морально, так и технически устарели. Поэтому необходимы сравнительно высокочастотные генераторы мощных коротких импульсов для научных исследований, довольно успешно используются генераторы для получения озона в устройствах очистки воды, но это достаточно громоздкие сооружения, работающие на низких частотах.

Генераторы мощных коротких импульсов, которые необходимы для реализации нанотехнологий имеются, однако, они далеко не все перекрывают потребности по частоте, длительности импульсов и мощности и малодоступны по ценам. Кроме того, еще не всегда известны параметры генераторов необходимых для проведения технологических и других операций в ультракороткое время.

Основное достоинство наносекундных озонаторов – возможность работы при большой влажности воздуха без использования компрессоров, систем воздухоподготовки и дорогостоящих контактных камер. При этом удельные затраты электроэнергии на производство озона у них такие же, как и у обычных озонаторов. Электродная система наносекундных озонаторов может быть размещена непосредственно в водовоздушной смеси. При короткой (250 нс) длительности импульсов синтез озона может быть осуществлен в безбарьерном электрическом разряде. Для практического использования наиболее перспективны наносекундные озонаторы с барьерным электрическим разрядом.

В настоящее время наносекундные импульсы широко используются в медицине для лечения сосудистых заболеваний, шлифовки кожи, эпиляции и т.д.

Хирургические инструменты, использующие плазма-расширяющие процессы теперь применяются в разных хирургических процедурах для артроскопии, оториноларингологии (лечение головы и шеи, включая уши, нос, и горло), в операциях на позвоночнике и пластической хирургии.

Все это требует совершенства действующих и создания новых методов формирования наносекундных импульсов с самыми разными значениями по частоте, мощности, длительности импульсов.

Для создания мощных генераторов наносекундных импульсов современная радиоэлектронная промышленность выпускает SOS-диоды со следующими характеристиками: рабочее напряжение 60-250 кВ, импульсный ток до 3 кА, длительность импульса 20-60 нс.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Экотехника*. Под ред. Л.В.Чекалова Ярославль, Русь, 2004. 424 с.
2. *Поляков Н.П.* // ПТЭ. 2004. № 5. С. 126.
3. <http://www.linline.ru/>
4. *Рукин С.Н.* // ПТЭ. 1999. №4. С. 5.

СОЗДАНИЕ WEB-ПРИЛОЖЕНИЙ

А.В. Варламов, 5 курс РТФ

ТУСУР, г. Томск, т. (3823)99-11-09, anonymouss@inbox.ru

В последнее время в связи с бурным развитием сети Интернет в программировании начинает все более резко выделяться отдельная отрасль – программирование сценариев для Web, или Web-программирование. В наши дни роль этой отрасли в структуре Интернета все более возрастает, соответственно растет и средняя оценка сложности сценариев. Многие системы (например, поисковые) по объему кода приближаются к размеру исходных кодов серьезных пакетов прикладных программ.

Создание страницы HTML

Страницы HTML представляют собой обычные текстовые файлы, поэтому на первом этапе будет достаточно простейшего текстового редактора, например, Microsoft Notepad. В дальнейшем можно будет использовать более сложные редакторы – Microsoft FrontPage, Macromedia Dreamweaver, PHPedit.

Запустим программу Notepad и наберем следующий текст:

```
<!DOCTYPE HTML PUBLIC «-//W3C//DTD HTML 3.2//EN»>
<HTML>
  <HEAD>
    <TITLE>Моя первая страница HTML</TITLE>
  </HEAD>
</BODY>
```

```
<p>Добро пожаловать в мир серверов Web!</p>
</BODY>
</HTML>
```

Сохраним этот текст в файле с именем first.htm. Вместо Notepad'a можно использовать любой текстовый редактор, способный сохранять текстовые файлы без стилевого и шрифтового оформления.

Теперь можно открыть папку, в которую сохранили файл first.htm и дважды щелкнуть левой кнопкой мыши значок файла – автоматически запустится браузер, в окне которого отобразится содержимое документа.

Вставка фонового изображения

Атрибут BACKGROUND тега <BODY> применяют для определения фона страницы, содержащей графическую иллюстрацию, записанную в файле типа GIF или JPG:

```
<BODY background=«background.gif»>
```

Если размеры иллюстрации меньше видимых размеров окна браузера, то иллюстрация будет копироваться по вертикали и горизонтали, пока не заполнит окно целиком. Если же размеры иллюстрации окажутся больше, чем размеры окна, иллюстрация будет показана частично.

При использовании полос прокрутки фоновое изображение можно перемещать по вертикали вместе с текстом. Однако, задав атрибут BGPROPERTIES со значением FIXED, можно получить эффект «водяных знаков» – в процессе прокрутки содержимого окна браузера фоновое изображение остается на месте, а текст двигается. Вот пример использования атрибута BGPROPERTIES:

```
<BODY background=«background.gif» bgproperties=FIXED>
```

Видеофрагменты в документах HTML

Анимированные изображения, выполненные в виде файлов GIF используются в документах HTML достаточно широко, так как для подготовки годятся недорогие или даже бесплатные средства. Кроме того, что немаловажно, такие изображения правильно отображаются большинством популярных браузеров и занимают немного места. Следовательно, они достаточно быстро передаются по медленным каналам Интернета.

Однако анимированные изображения GIF «немое кино». Полноценные озвученные видеофрагменты можно разместить в документах HTML как ссылки на файлы в формате Microsoft Video for Windows (файлы с расширением имени AVI) или файлы формата MPEG.

Для вставки файлов AVI используется тег с различными атрибутами – DYN SRC, START и CONTROLS. Приведем пример вставки видеоролика:

```
<!DOCTYPE HTML PUBLIC «-//W3C//DTD HTML 3.2//EN»>
<HTML>
<HEAD>
<TITLE>Вставка файла AVI<TITLE>
</HEAD>
<BODY>
<IMG DYN SRC=«skymove.avi» START=«FILEOPEN» CON-
TROLS>
</BODY>
</HTML>
```

При загрузке этой страницы автоматически начинается проигрывание файла skymove.avi

Звук в документах HTML

Страницы сайта также можно озвучить, используя специальные теги языка HTML, предназначенные для вставки звуковых файлов WAV и музыкальных файлов MIDI. Но здесь тоже важно не переборщить – навязчивое музыкальное оформление может отпугнуть посетителей от Вашего узла Web, особенно им не удастся отказаться от принудительного проигрывания музыки. Помните и о том, что разным людям нравится разная музыка, поэтому реакция пользователей на озвученные страницы может оказаться вовсе не такой, как Вы ожидаете.

К сожалению, браузеры Microsoft Internet Explorer и Netscape Navigator применяют разные способы для вставки звука в документы HTML, но есть и универсальный способ:

```
<HTML>
<HEAD>
<TITLE>Вставка файла wav<TITLE>
</HEAD>
<BODY>
<EMBED SRC=«kaas.wav» HIDDEN=«True»>
<BG SOUND SRC=«kaas.wav»>
</BODY>
</HTML>
```

В данном докладе рассмотрены некоторые примеры HTML страниц, на базе которых можно построить более сложные и интересные сценарии для Web.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Фролов А., Фролов Г.* Создание Web-приложений. М.: Издательско-торговый дом «Русская Редакция», 2001. 1040 с.
2. <http://www.wcode.ru/>
3. http://predpinimatel-cd.com.ru/webmaster/Book_Html4.0/index.html
4. <http://ulm.udsu.ru/~aae/html/index.html>

АНАЛИТИЧЕСКОЕ ВЫРАЖЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ЗРЕНИЯ

Е.В. Зайцева, 4 курс РТФ; И.Н. Пустынский, д.т.н., проф.
ТУСУР, г. Томск, т. 8-913-886-41-35, katerinka_zev@mail.ru

Спектральная чувствительность зрения (кривая относительной видимости глаза) является исходной характеристикой при проектировании преобразователей изображений и других элементов телевизионных систем [1]. Она представляет собой зависимость ощущаемой яркости монохроматического источника света от длины волны λ при постоянной мощности излучения. Стандартная функция относительной видности (видимости) V_λ была установлена Международной комиссией по освещению (МКО) в 1924 г. Она получена на основании статистической обработки результатов измерений, проводимых с многочисленными наблюдателями. Точные значения V_λ для различных величин λ приведены в работах [2, 3] в виде таблиц. Величина V_λ имеет максимум при $\lambda=555$ нм. Функцию V_λ также называют функцией относительной световой эффективности стандартного наблюдателя МКО для дневного зрения. При пониженной мощности излучения, когда в зрительном аппарате перестают возбуждаться колбочки и функционируют только палочки, значения относительной спектральной чувствительности глаза V'_λ отличаются от V_λ . Зависимости V_λ и V'_λ , построенные по данным таблиц [2, 3], изображены сплошными линиями соответственно на рис. 1 и рис. 2. Кривую V'_λ называют кривой видности для сумеречного [4] или ночного [3] зрения. Она имеет максимум при $\lambda=507$ нм [2, 3], в то время как кривая V_λ – при $\lambda=555$ нм.

Сопоставляя спектральные чувствительности дневного и ночного зрения, не следует забывать, что их максимумы являются одинаковыми только условно и что палочковый аппарат много чувствительней колбочкового.

Двухкратное снижение чувствительности для дневного зрения имеет место на длинах волн 510 и 610 нм, для сумеречного (ночного) – на 455 и 550 нм.

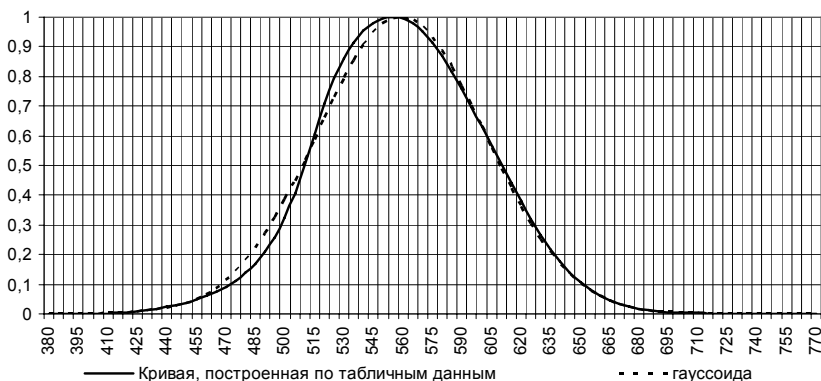


Рис. 1. Относительные спектральные чувствительности дневного зрения

$$V_{\lambda} = f(\lambda) \text{ и } V_{\lambda\Gamma} = f_{\Gamma}(\lambda)$$

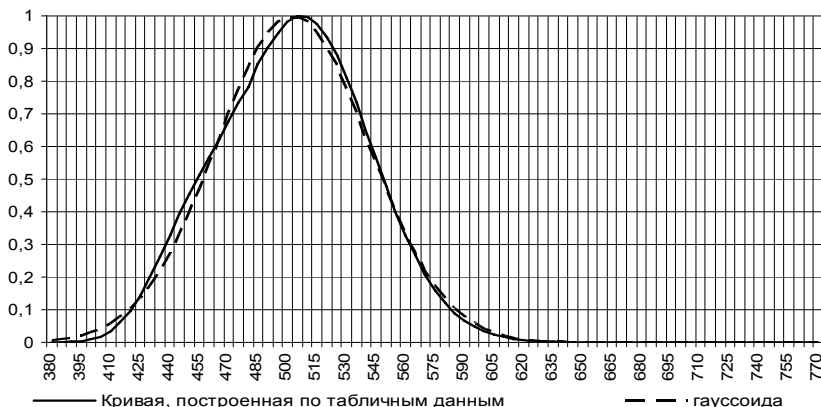


Рис. 2. Относительные спектральные чувствительности ночного зрения

$$V'_{\lambda} = f(\lambda) \text{ и } V'_{\lambda\Gamma} = f_{\Gamma1}(\lambda)$$

Для точных расчетов при проектировании телевизионных систем пользуются табличными значениями V_{λ} и V'_{λ} . Однако иногда (особенно для предварительных расчетов) вместо табличных значений целесообразно иметь их аналитические выражения, которые предлагается представить в виде гауссоид:

$$V_{\lambda\Gamma} = e^{-a^2(\lambda - \lambda_{\text{МГ}})^2},$$

$$V'_{\lambda\Gamma} = e^{-a_1^2(\lambda - \lambda_{\text{МГ1}})^2},$$

где $a = 1/(\lambda_{\text{еГ}} - \lambda_{\text{МГ}})$; $a_1 = 1/(\lambda_{\text{еГ1}} - \lambda_{\text{МГ1}})$; $\lambda_{\text{еГ}}$ и $\lambda_{\text{еГ1}}$ – значения λ , при которых и $V_{\lambda\Gamma}$ и $V'_{\lambda\Gamma}$ равны $1/e = 0,3679$; $\lambda_{\text{МГ}} = 559$ нм и $\lambda_{\text{МГ1}} = 502,5$ нм – значения λ , при которых соответственно величины $V_{\lambda\Gamma}$ и $V'_{\lambda\Gamma}$ становятся максимальными, то есть $V_{\lambda\Gamma} = V'_{\lambda\Gamma} = 1$. Величины $\lambda_{\text{еГ}}$ и $\lambda_{\text{еГ1}}$ определяются соответственно из условий $a = \sqrt{\pi}/S_{\Gamma} = 0,0166$ нм⁻¹ и $a_1 = \sqrt{\pi}/S_{\Gamma1} = 0,0183$ нм⁻¹ (здесь $S_{\Gamma} = S_{\Gamma1} = 106,8577$ – площадь под гауссоидой (S_{Γ}) и под «табличной» кривой ($S_{\Gamma1}$) для дневного зрения, а $S_{\Gamma1} = S_{\Gamma1} = 97,019$ – для ночного зрения). Аналитические выражения, представленные в виде гауссоид, для относительных спектральных чувствительностей дневного и ночного зрения изображены пунктирными линиями соответственно на рис. 1 и рис. 2.

При этом оси гауссоид для дневного и ночного зрения совпадают с вертикальными линиями, которые делят пополам соответствующие площади под «табличными» кривыми.

Максимальное значение $V_{\lambda\Gamma}$ находится правее максимального «табличного» значения V_{λ} на 4 нм, а $V'_{\lambda\Gamma}$ – левее V'_{λ} – на 4,5 нм. Максимальное отклонение $|V_{\lambda\Gamma} - V_{\lambda}| = 0,06858$ имеет место при $\lambda = 530$ нм, а $|V'_{\lambda\Gamma} - V'_{\lambda}| = 0,06139$ – при $\lambda = 445$ нм.

ЛИТЕРАТУРА

1. Быков Р.Е. Теоретические основы телевидения. Учебник для вузов. СПб: Изд-во «Лань», 1998. 288 с.
2. Гуревич М.М. Фотометрия (теория, методы и приборы). 2-е издание, перераб. и доп. Л.: Энергоатомиздат, 1983. 272 с.
3. Пряко А.М. Система световых величин // Журнал «625», 2004. № 3. С. 88–93.
4. Тарасов В.В., Якушенков Ю.Г. Инфракрасные системы «смотрящего» типа. М.: Логос, 2004. 444 с.

РАЗВИТИЕ ЦИФРОВОГО КИНЕМАТОГРАФА

А.Б. Жигмитов, 5 курс РТФ

ТУСУР, г. Томск, т. 8-909-539-61-83, trump@ngs.ru

В докладе кратко представлена история развития кинотехники и рассмотрены примеры построения современной аппаратуры обычного и электронного кинематографа.

Эволюция звука в кино

У современного человека уже не вызывает удивления наличие в кино- и видеофильмах многоканального звука; он воспринимает это как само собой разумеющееся [1]. Но чтобы обеспечить то качество и уровень показа фильмов, которые мы наблюдаем в наше время, ученым и инженерам пришлось несколько десятилетий изрядно потрудиться [2].

Профессиональная аудиотехника в современном кинокомплексе

В последние годы в России идет массовое переоснащение аппаратно-технических комплексов старых кинотеатров. Вызвано это тем обстоятельством, что за последние десятилетия кинематограф стал потихоньку сдавать позиции. Спровоцировано это было развитием телевидения и видеотехники. Чтобы люди посещали кинотеатры, кинотехника должна идти на шаг впереди видео и телевидения. Именно поэтому для привлечения людей в кинозалы в киноиндустрии стали внедряться новые звуковые форматы... [3].

Звуковые форматы и их комплектующие:

- 1) Dolby Stereo, Dolby SR;
- 2) Dolby Digital (Dolby SR D);
- 3) Dolby Digital Surround EX (формат 6.1).

Система Dolby Digital предусматривает воспроизведение звука в формате 5.1, то есть шести каналов: центрального, левого, правого, двух отдельных боковых каналов окружения и низкочастотного канала:

- кодер AC-3;
- звуковая головка Cat.No.701A;
- кинопроцессоры CP-650, CP-45, CP-65;
- звуковая приставка DA-20.

Формат Dolby Digital обеспечивает следующие качественные показатели звукового тракта:

- частотный диапазон 20 Гц – 20 кГц;
- отношение «сигнал/шум» – 100 дБ;
- коэффициент нелинейных искажений – < 0,1%.

Для более реалистичной передачи в кинофильме звуковой картины в формат Dolby Digital Surround EX был введен дополнительный тыловой канал, закодированный в двух каналах окружения:

- процессор CP-500 + адаптер SA10. Адаптер SA10 был создан для более ранней модели CP-500, способной работать только с аналоговыми форматами и Dolby Digital;

- процессор DTS-6AD;

- адаптер DTS-ES.

4) формат DTS – Sony Dynamic Digital Sound (SDDS):

- кодер Atrac;

- считыватель DFP-R2000/R3000.

Домашние кинотеатры в одной коробке

Домашний кинотеатр – это комплект аппаратуры, состоящий из таких компонентов, как DVD-проигрыватель, AV-ресивер и акустическая система, тщательно согласованных друг с другом. Подбор этих компонентов и последующая их инсталляция производятся техническими специалистами, но, кроме этого, существует другой вариант – домашние кинотеатры в одной коробке. В этом случае все компоненты поставляются одновременно, а их установку и настройку может произвести сам покупатель, следуя прилагающейся к комплекту инструкции [4].

Краткая характеристика типовых домашних кинотеатров BVK940S и BVK950S корпорации BVK Electronics Corp., Ltd.

Проигрыватель-декодер работает со следующими форматами: DVD-Video, Super VCD и VCD. Кроме того, возможно воспроизведение: звука в аудиоформатах CD-DA и HDCD, музыкальных файлов, сжатых кодерами MP3 и WMA, фотоальбомов, записанных в цифровых форматах Kodak Picture CD и JPEG. Оптический и коаксиальный аудиовыходы обеспечивают возможность воспроизведения цифрового звука в форматах Dolby Digital / DTS / LPCM.

ЛИТЕРАТУРА

1. Устинов В. Переход на цифровой кинематограф неизбежен // 625, 2005. № 3, с. 62–68.
2. Поздняков А. Эволюция звука в кино. 2003.
<http://late.fatal.ru/index.php?c=3&st=0>
3. Поздняков А. Профессиональная аудиотехника в современном кинокомплексе. 2003. <http://late.fatal.ru/index.php?c=3&st=1>
4. Поздняков А. Домашние кинотеатры в одной коробке. 2004.
<http://late.fatal.ru/index.php?c=3&st=2>

СЕКЦИЯ 4

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ. ТЕХНИЧЕСКАЯ ЭКСПЛУАТАЦИЯ РАДИООБОРУДОВАНИЯ

*Председатель – Масалов Е.В., д.т.н., профессор каф. КИПР,
зам. председателя – Михеев Е.Н., м.н.с.*

ПОДСЕКЦИЯ 4.1

ПРОЕКТИРОВАНИЕ БИМЕДИЦИНСКОЙ АППАРАТУРЫ

Председатель – Еханин С.Г., д.ф.-м.н., профессор каф. КУДР

РАСЧЕТ В ДИАПАЗОНЕ УВЧ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ ПЛОСКОСЛОИСТОЙ БИОЛОГИЧЕСКОЙ СРЕДЫ

*К.В. Волков, А.В. Фатеев, студенты 3 курса РТФ;
ТУСУР, г. Томск, т.41-36-43, ggg@svch.rk.tusur.ru*

Диапазон УВЧ применяется в биомедицинской аппаратуре и используется, например, для локальных тепловых воздействий на биологические ткани [1], [2]. Сравнительно недавно стали появляться сообщения о применении в кардиохирургии для устранения аритмии сердца дозированных тепловых воздействий [3], [4]. Для этих целей в основном используются частоты 915 и 2450 МГц, разрешенные к применению в медицинской технике. Хотя выбор именно этих частот в свое время был обусловлен имеющимися на тот момент элементной базой и приборами [1]. Вполне возможно, что для конкретных применений и в конкретных ситуациях могут использоваться и другие частоты.

С целью выбора для указанных применений оптимальных частот для биологической среды были проведены расчеты коэффициентов отражения и прохождения, определяющие ее передаточную функцию. Расчеты проводились с использованием плоскостойкой модели, в которую закладывались безразмерные (по отношению к воздушному полупространству) материальные параметры интересующих нас сред. В случае нормального падения плоских волн и в предположении, что среда 3 также является полупространством (рис. 1), решение соответствующей электродинамической задачи известно и приведено в [5]. Нормированная передаточная функция там определяется как отноше-

ние тангенциальной составляющей напряженности полного электрического поля в среде к такой же компоненте напряженности поля падающей волны.

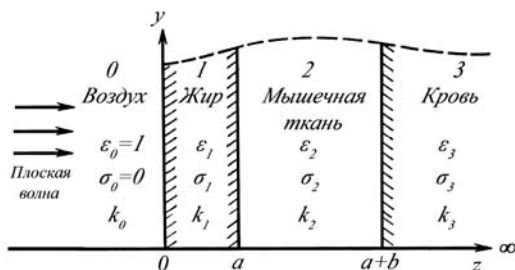


Рис. 1. Геометрия задачи

В частотном диапазоне от 100 МГц до 3000 МГц с использованием пакета Mathcad были проведены расчеты коэффициентов отражения и прохождения, нормированной передаточной функции для каждой из сред при вариациях толщины жировой и мышечной тканей в пределах, соответствующих реальным значениям. Частотные зависимости материальных параметров биологических сред для крови заимствованы из [6], а для жировой и мышечной тканей – из [5].

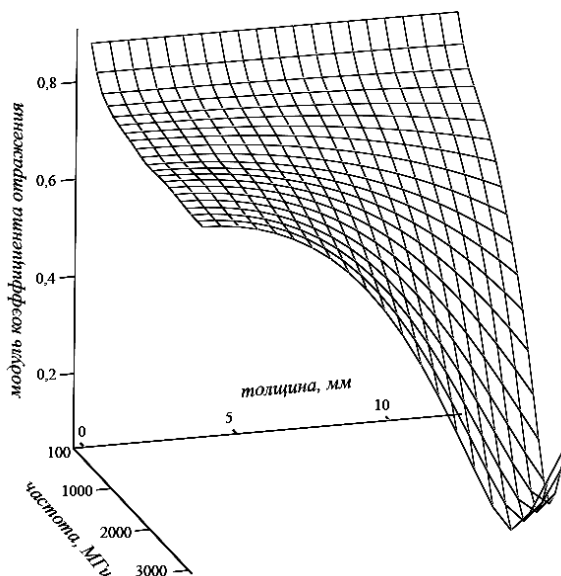


Рис. 2. Модуль коэффициента отражения от жирового слоя переменной толщины при постоянной толщине мышечного слоя $b = 10$ мм.

Для искоемых функций были построены трехмерные графики в зависимости от толщины жирового слоя и частоты. Затем по найденным зависимостям была проведена оптимизация коэффициента отражения в воздушную среду от жирового слоя и коэффициента прохождения в мышечную ткань. Под оптимизацией в данном случае понимается нахождение минимальных значений коэффициента отражения и максимальных значений коэффициента прохождения, которые имеют место на определенной частоте при заданной толщине жирового слоя. Критерием правильности расчетов являлась проверка баланса энергии, т.е. равенство единице суммы квадратов модулей всех коэффициентов прохождения и отражения. В качестве примера на рис. 2 и 3 приведены некоторые из расчетных зависимостей.

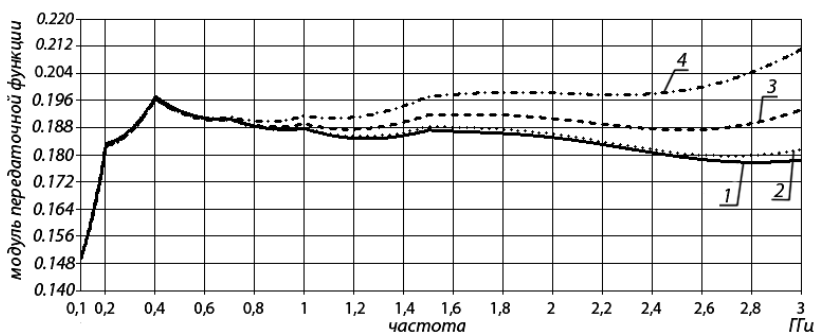


Рис. 3. Частотные зависимости передаточной функции в середине мышечного слоя толщиной $b = 10$ мм для разных значений толщины жирового слоя:

1 – $a = 0$, 2 – $a = 2$ мм, 3 – $a = 4$ мм, 4 – $a = 6$ мм

На основе проведенных расчетов для заданных параметров биологических сред можно определить частоты, на которых происходит максимальная передача электромагнитной энергии в мышечную ткань. Эти частоты следует учитывать при проектировании медицинской аппаратуры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гай, Леманн, Стоунбридж. Применение электромагнитной энергии в терапии. ТИИЭР, 1974, т. 62, № 1, с. 66–93.
2. Мазохин В.Н., Гельвич Э.А. Современное состояние и перспективы применения электромагнитной гипертермии в медицинской практике. Биомедицинская радиоэлектроника, 2000, № 11, 29–36.
3. Schuetz A., Schulze C.J., Sarvanakis K.K., Mair H., Plazer H., Kilger E., Reichart B., Wildhirt S.M. Surgical treatment of permanent atrial fibrillation using

- microwave energy ablation: a prospective randomized clinical trial. European Journal of cardio-thoracic surgery, 2003, 24, p. 475–480.
4. *Wisser W., Khazen C., Deviatko E., Stix G., Binder T., Seitelberger R., Schmidinger H., Wolner E.* Microwave and radiofrequency ablation yield similar success rates for treatment of chronic atrial fibrillation. European Journal of cardio-thoracic surgery, 2004, 25, p. 1011–1017.
5. *King P., Смит Г.* Антенны в материальных средах: В 2-х книгах. Кн. 1. М.: Мир, 1984. 824 с.
6. *Schwan H.P.* Interaction of microwave and radio frequency radiation with biological systems. IEEE Trans. 1971. V. MTT-19. № 2. P. 146–152.

**АВТОМАТИЧЕСКИЙ ВКЛЮЧАТЕЛЬ ОСВЕЩЕНИЯ
НА БАЗЕ ИНФРАКРАСНОГО ДАТЧИКА ДВИЖЕНИЯ**
К.М. Калачев, студент 5 курса; Е. Бугров, студент 4 курса;
А.В. Алексахин, студент 3 курса
ТУСУР, г. Томск, м.51-23-27, Stalker@main.tusur.ru

Развитие современной элементной базы позволяет использовать устройства, которые раньше применялись только в сложных и дорогих профессиональных комплексах, для создания бытовых устройств, облегчающих нашу жизнь и делающих ее более комфортной.

Продолжая реализацию этого направления, нами разработан «Автоматический включатель освещения» на базе инфракрасного датчика движения, который по своим параметрам отвечает самым современным требованиям. Ключевым элементом устройства является пироэлектрический датчик IRA-E710 производства фирмы Murata.

Что такое «пироэлектрический датчик»?

Любые нагретые предметы, включая человеческое тело, являются источниками инфракрасного излучения. Это свойство используется для создания пассивных датчиков движения в системах охраны помещений. Такие датчики реагируют на малейшие изменения теплового излучения, вызываемые перемещением предметов в охраняемом помещении. Называются такие устройства – «пироэлектрические датчики» и состоят из инфракрасного приемника теплового излучения и предварительного усилителя на полевом транзисторе. Инфракрасный приемник – это специальный фотоэлемент, который вырабатывает электрический сигнал пропорциональный уровню попадающего на него теплового излучения. Для снижения уровня помех перед фотоприемником обычно устанавливается светофильтр, пропускающий излучение только в диапазоне длин волн 5–14 мкм, наиболее характер-

ном для излучения человеческого тела. Пирозлектрические датчики, построенные на базе простого одиночного инфракрасного приемника, не обеспечивают защиты от ложных срабатываний. Такие датчики реагируют на изменение внешней температуры, тепловые потоки от батарей отопления, солнечную засветку. Чтобы обеспечить защиту от ложных срабатываний, в более сложных датчиках, инфракрасный приемник выполняется в виде двух одинаковых приемников, включенных навстречу друг другу. При таком включении напряжения, генерируемые в фотоприемниках от внешней засветки и изменения температуры корпуса датчика, вычитаются и практически полностью компенсируются. Такие датчики реагируют только на изменения инфракрасного излучения и, таким образом, являются датчиками движущихся объектов. Не стоит думать, что такой датчик реагирует на перемещение только нагретых объектов. Так как в помещении всегда присутствует неравномерный тепловой фон, то перемещение даже не нагретого объекта приводит к изменению теплового фона и срабатыванию датчика движения.

К недостаткам датчиков такого типа можно отнести то, что они хорошо реагируют на перемещение теплового объекта поперек, с одной площадки фотоприемника на другую, но если объект перемещается вдоль площадок фотоприемника, то датчики на это не реагируют. Для устранения этого эффекта выпускаются датчики, состоящие из 4-х площадок. Однако такие датчики получаются сложнее и дороже, поэтому используются значительно реже.

Принципиальная схема и работа устройства

Схема работает следующим образом. Инфракрасное излучение принимается пирозлектрическим приемником. Так как такой приемник реагирует только на изменение уровня ИК излучения между площадками приемника, то перед ним устанавливается модуляционная решетка, состоящая из узких горизонтальных прозрачных и непрозрачных полосок. Тепловой объект, перемещаясь поперек них, оказывается попеременно закрыт/открыт для фотоприемника. Это вызывает появление на выходе фотоприемника переменного напряжения, которое является признаком движущегося объекта. Подбирая ширину модулирующих полосок можно добиться максимальной чувствительности прибора для объектов заданного размера, а, изменяя размер окна модуляционной решетки, можно оптимально сформировать зону обслуживания прибора.

Питание на встроенный усилитель пирозлектрического приемника подается через R - C сглаживающий фильтр. Далее входной сигнал усиливается полевым транзистором, и поступает на операционный усилитель с коэффициентом усиления примерно 150. При отсутствии

движения в зоне действия датчика напряжение на выходе ОУ будет неизменным, при появлении движущихся объектов, на выходе ОУ появляется переменная составляющая. Эта переменная составляющая через конденсатор поступает на второй каскад усиления (также собранный на ОУ). Этот каскад имеет усиление около 100. Далее сигнал подается на компаратор. Порог срабатывания компаратора задается резистивным делителем. В исходном состоянии напряжение на выходе компаратора близко к 0, и времязадающий конденсатор разряжен. Если переменная составляющая сигнала от датчика движения превышает порог срабатывания компаратора, то на его выходе появляется сигнал высокого уровня, который быстро заряжает времязадающий конденсатор. Диод, включенный последовательно с времязадающим конденсатором, не дает ему разрядиться через низкое выходное сопротивление компаратора. Разряд конденсатора происходит через два последовательно соединенные резисторы, один из которых переменный. При помощи переменного резистора время разряда можно изменять от 5 с до 5 мин. Далее сигнал подается на неинвертирующий вход второго компаратора, собранного на ОУ. Порог срабатывания этого компаратора задается своим резистивным делителем. Сигнал с выхода этого компаратора, поступает на усилитель на транзисторе VT1 и далее на управляющий вывод полупроводникового симистора, который подает напряжение на нагрузку. Время включенного состояния нагрузки определяется суммой продолжительности действия сигнала с датчика движения и постоянной времени разряда цепи второго компаратора.

Кроме инфракрасного датчика движения в устройстве установлен фотоприемник видимого света – фотодиод типа ФД263. На фотодиод, включенный в обратном направлении, через резисторы подается напряжение питания. Напряжение с образовавшегося делителя поступает на базу транзистора VT2. Пока внешняя освещенность мала, напряжение на базе транзистора высокое и он не оказывает никакого влияния на работу схемы. При достижении порогового уровня освещенности, напряжение на базе транзистора падает, падает напряжение на его эмиттере и через диод он блокирует прохождение сигнала с датчика движения. Внешняя освещенность, при которой происходит блокировка включения лампы по датчику движения, регулируется переменным резистором. Если произошло включение лампы освещения по датчику движения, то работа схемы контроля внешнего освещения блокируется при помощи вышеуказанного диода. При выключении лампы обеспечивается задержка включения схемы контроля внешнего освещения на 2...3 сек. Этим достигается отсутствие ложных переключений во время переходных процессов при выключении нагрузки.

Питание устройство получает от бестрансформаторного блока питания, состоящего из выпрямителя и двухступенчатого стабилизатора.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Лысый В.М.* Интегрированные системы физической защиты // Системы безопасности, связи и телекоммуникаций, 1999, № 29, с. 16.

СИСТЕМА ПРЕДУПРЕЖДЕНИЯ ПОЖАРНОЙ ОПАСНОСТИ

*С.А. Казарян, студент 5 курса; В.Н. Татарников, студент 2 курса
ТУСУР, г. Томск, м. 51-23-27, Stalker@main.tusur.ru*

В настоящее время все большее внимание уделяется созданию систем пожарных сигнализаций, и это одно из важнейших направлений, ведь ущерб от пожара может быть очень большим, а вовремя поданный сигнал тревоги позволит хоть что-то спасти. На промышленных объектах обычно используются для сигнализации о пожаре тепловые датчики. Но, к сожалению, особенность их устройства такова, что они подают сигнал тревоги, когда охраняемое помещение уже горит.

В настоящее время существует необходимость в системах, которые предупреждали бы не о пожаре, а о возникновении пожароопасных ситуаций [1], к примеру на складах с легковоспламеняющимися веществами такая ситуация возникает когда кто – то закурил сигарету, либо зажег спичку. Один из вариантов выполнения такой системы профилактики пожароопасных ситуаций приведен в данной работе.

При осуществлении схемотехнической реализации разработки основываемся на том, что наша система должна быть достаточно простой и недорогой. Необходимо, чтобы разрабатываемая система реагировала на нахождение в ее поле зрения курильщика. Данную проблему можно решить несколькими способами. Можно использовать датчик дыма, емкостные датчики, акустические, инфракрасные. Первый нам не подходит по той причине, что он реагирует на сильную задымленность, чего не обеспечит сигарета. Такой датчик начинает реагировать, когда пожар уже начался. Емкостные и акустические датчики будут реагировать на человека, но не факт что он будет курильщиком. Оставим свой выбор на инфракрасном датчике. ИК-излучение от сигареты находится примерно в диапазоне длин волн от 0,7 до 5 мкм, следовательно, нам надо подобрать такой датчик, чувствительность которого будет находиться в данном интервале, и не будет слишком большой, чтобы исключить ложные срабатывания. Таким требованиям соответ-

ствует фотодиодДФД 500, он работает в диапазоне длин волн от 1,3 до 1,5 мкм.

Система профилактики пожароопасных ситуаций предназначена для устранения возможных причин возникновения пожара, в частности для выявления курильщиков в местах хранения или эксплуатации легковоспламеняющихся материалов. Разрабатываемое устройство предусмотрено использовать в закрытых неотапливаемых проветриваемых помещениях. Конструкция системы профилактики пожароопасных ситуаций не требует специальных средств амортизации, поскольку устройство не будет подвергаться сильным механическим нагрузкам. При разработке корпуса системы следует учитывать, что ее крепление целесообразней организовать над охраняемой зоной (к примеру, на стене), реализуем это, сделав в основании корпуса несколько крепежных отверстий.

При выборе технологии изготовления устройства, предпочтение следует отдавать прогрессивным способам формообразования несущих конструкций. Эти способы обеспечивают минимальные затраты на производство изделия в случае массового или серийного производства.

Система должна подавать сигнал тревоги, поэтому в конструкции необходимо наличие реле и ревуна, либо какого-нибудь другого сигнального устройства.

Основной целью данного прибора является снижение числа пожаров путем своевременного устранения пожароопасных ситуаций в помещениях с легковоспламеняющимися веществами. Определим, какие именно ситуации являются причинами возможных возгораний. Одной из наиболее частых причин возникновения пожаров является небрежное обращение с огнем. Непогашенная брошенная сигарета зачастую приводит к возникновению пожара в обычных помещениях, не говоря уже о той опасности, которую представляют курильщики, находясь в помещениях, где хранится, к примеру, бензин.

Таким образом, пожароопасная ситуация – нахождение в поле зрения системы курильщика, либо непогашенной брошенной сигареты. За основу взята обычная схема приемника ИК-излучения. Как уже говорилось выше, выбирая чувствительный элемент, руководствуемся тем, что система не должна реагировать на ИК-излучение, исходящее от человека. Устройство должно реагировать на тлеющую сигарету, либо на что-то подобное. Как известно, температура на конце сигареты составляет примерно 700–900 °С. По закону Вина можно определить, что максимальная длина волны ИК-излучения сигареты будет равна примерно 3,2–4,1 мкм, при диапазоне от 0,5 до 6,0 мкм. То есть, диод

ДФД500 будет реагировать на тлеющую сигарету, и не будет реагировать на ИК-излучение человека, так как тело человека излучает в диапазоне длин волн примерно 8 – 14 мкм.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Лысый В.М.* Интегрированные системы физической защиты //Системы безопасности, связи и телекоммуникаций, 1999, № 29, с. 16.

КРАТКАЯ МЕТОДИКА ПОИСКА ТРАСС (ПРИМЕНИТЕЛЬНО К ТРАССОИСКАТЕЛЮ «СТАЛКЕР-2»)

А.В. Кудрявцев, студент 5 курса; С.В. Распопов,

А.А. Манжос – студенты 3 курса

ТУСУР, г. Томск, т.51-23-27, Stalker@main.tusur.ru

Трассоискатель (кабелеискатель) «Сталкер-2» предназначен для определения местоположения и глубины залегания скрытых коммуникаций (силовые и сигнальные кабели, трубопроводы), обследования участков местности перед проведением земляных работ, поиска пар проводов в сигнальных кабелях, работ по скрытой проводке. Все известные на сегодняшний день трассоискатели, как отечественного, так и зарубежного производства, функционируют по одному принципу – электромагнитной индукции. Все они реагируют на электрический ток, протекающий по коммуникации. Есть ток – работа идет в пассивном режиме (без генератора), нет тока – необходимо наводить его с помощью генератора. Трассоискатель «Сталкер-2» обладает высокоизбирательным гетеродинным приемником. Это обеспечивает высокую помехоустойчивость и чувствительность, что дает возможность работать в условиях сильных внешних помех, при слабом уровне сигнала (глубина обнаружения коммуникации – до 10 м).

Метод максимума. Обследование незнакомой территории целесообразно начинать по методу максимума. Для этого оператор обходит обследуемую территорию в поисках максимального уровня сигнала. При этом катушка антенны должна располагаться параллельно поверхности земли. Уровень сигнала, регистрируемый приемником, тем больше, чем ближе оператор к коммуникации. Этот метод позволяет грубо разметить исследуемую территорию, обнаружить источники сигнала, которые в дальнейшем будут изучены более подробно. На рис. 1, а представлена зависимость уровня сигнала от смещения приемной катушки в сторону от коммуникации.

Данный метод довольно прост и надежен, однако не обеспечивает необходимой точности, так как максимум сигнала находится на пологом участке графика (см. рис. 1, *а*). Более точно определить расположение коммуникаций можно методом минимума.

Метод минимума. Для того чтобы воспользоваться методом минимума, необходимо перевести антенну приемника в вертикальное положение (ось катушки направлена вертикально в землю). В момент, когда антенна расположена прямо над коммуникацией, сигнал будет минимальным. Смещение антенны в любом направлении над землей приведет к резкому усилению сигнала, а дальнейшее удаление – к плавному его ослаблению. На рис. 1, *б* показана зависимость между положением катушки относительно коммуникации и уровнем сигнала. Данный метод рекомендуется использовать для точного определения оси коммуникации.

Метод определения направления коммуникации. Проведя предварительное обследование местности методом максимума, определите направление найденной коммуникации. Для этого переведите катушку приемной антенны в горизонтальное положение (параллельно земле). Положение антенны, когда ее ось параллельна коммуникации, соответствует минимальному сигналу. Соответственно, когда ось катушки антенны перпендикулярна направлению коммуникации, сигнал будет максимальным. Для использования данного метода вовсе необязательно становиться прямо над коммуникацией, достаточно находиться возле нее.

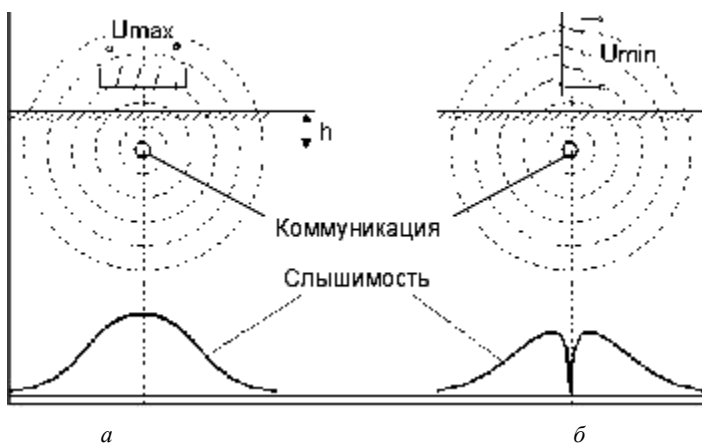


Рис. 1. Методы максимума (*а*) и минимума (*б*)

Подключение генератора. В случае, когда в исследуемой коммуникации не протекает ток, его следует искусственно создать с помощью генератора. Прямое подключение генератора осуществляется путем присоединения выхода генератора к коммуникации и заземлителю. Трубопровод или броня кабеля в месте подключения должны быть очищены от грязи и ржавчины. Заземлитель забивается в грунт на расстоянии 5–10 м от оси исследуемой коммуникации, в перпендикулярном к ней направлении, с соблюдением необходимых мер предосторожности. Грунт в месте заземления должен быть влажным, при необходимости место заземления увлажняется водой. Увеличение расстояния между исследуемой коммуникацией и заземлителем дает возможность прослушивать коммуникации на большем расстоянии от места подключения генератора.

При прямом подключении генератора всегда необходимо учитывать законы распространения переменного электрического тока в грунте и коммуникациях. Главное правило: ток стремится протекать от одной клеммы генератора к другой (через грунт и коммуникации) по пути наименьшего сопротивления. Это значит, он будет следовать по всем возможным путям (а, следовательно, и всем коммуникациям) близкорасположенным к точке подключения. И чем меньше будет сопротивление того или иного пути, тем больший ток будет протекать по нему, тем сильнее сигнал будет фиксироваться приемником от данной коммуникации.

Все операции по присоединению генератора к коммуникации необходимо производить при выключенном генераторе. Отключенные кабели связи и силовые кабели для достижения наибольшей дальности трассировки следует прослушивать, подключая генератор к жиле кабеля и заземлителю. На другом конце жилу кабеля желательно заземлить.

Кабели в резиновой изоляции прослушиваются подключением генератора к двум жилам кабеля. На противоположном конце кабеля жилы должны быть замкнуты на сопротивление нагрузки. Вследствие того, что жилы кабеля скручены между собой, при прослушивании этим способом будет наблюдаться периодическое усиление и ослабление сигнала при движении оператора вдоль кабеля.

Бронированные кабели рекомендуется прослушивать, подключив генератор к броне кабеля и заземлителю. Присоединение генератора желательно производить не у трансформаторной подстанции, а у другого конца кабеля, чтобы исключить возможность соединения генератора через оболочку кабеля и заземлителя с другими коммуникациями.

Неэлектропроводные трубы или чугунные трубопроводы, не имеющие сварных соединений, удастся прослушать при наличии в них

жидкости, в которую можно опустить провод генератора, имеющий хороший контакт с жидкостью. Второй провод генератора заземляется.

Трассоискатель позволяет также отыскивать некоторые виды повреждений в силовых кабелях энергоснабжения и кабелях связи. Повреждения типа замыкания жил кабеля между собой и замыкания одной или нескольких жил кабеля на броню могут быть найдены в большинстве случаев методом подключения генератора к жилам кабеля и броне. При прослушивании трассы кабеля в месте пробоя наблюдается резкое уменьшение уровня сигнала (громкости звука).

ВЫДЕЛЕНИЕ ПАТОЛОГИЧЕСКИХ УЧАСТКОВ ЭЭГ

***Ю.С. Любогощинская, студентка 5 курса
фак. Электроники и приборостроения***

*Таганрогский Государственный Радиотехнический Университет
(ТРТУ), г. Таганрог Ростовской обл., т. 8(86344) 7-23-05,
juliaguti@mail.ru*

В мире современных технологий медицинская техника идет в ногу со временем. Мечта нейрофизиолога приобрести интеллектуальную диагностическую систему – возможно, в недалеком будущем и станет реализуемой, но автоматический анализ зарегистрированной электроэнцефалограммы (ЭЭГ) сегодня не является альтернативой врачу. Методы обработки сигналов позволяют получить полезную информацию об индивидуальных особенностях электроэнцефалограммы каждого пациента. Они позволяют акцентировать внимание нейрофизиолога на участках ЭЭГ с более высокой информативностью, судя по общей картине ЭЭГ.

При различных заболеваниях головного мозга нормальное течение электрических процессов оказывается нарушенным. На ЭЭГ появляются патологические волны: дельта-волны с частотой 1–3 Гц, тета-волны с частотой 4–7 Гц с амплитудой до 300 мкВ, острые волны, пики, комплексы спайк-волн, пароксизмальная активность – внезапно появляющееся и исчезающее изменение ритмической активности. Все эти изменения несут информацию о характере заболевания.

Поэтому система ЭЭГ, которая предназначена для регистрации биопотенциалов мозга, должна не только записывать исходный сигнал, но и произвести его обработку после передачи сигнала в ПК. Это необходимо для того, чтобы ускорить обнаружение диагностически важной информации. Программа обработки сигнала должна иметь в нали-

ции определенные параметры эталонного сигнала и сравнивать их с исходным в каждый момент времени. При обнаружении соответствия, а особенно превышения заданных границ возможных значений, программа выделяет эту часть сигнала как патологическую до тех пор, пока не перестанут наблюдаться патологические параметры.

Особенно распространен такой феномен ЭЭГ как эпилептическая активность. Эпилептическая активность подразумевает связь колебаний на ЭЭГ с мышечными судорогами и судорожными приступами, возникающими при эпилепсии. Одной из основных особенностей мозга при эпилепсии является свойство нейронов давать более активные реакции возбуждения и вступать в синхронизированную активность. Процесс синхронизации активности нейронов приводит к нарастанию амплитуды волн на ЭЭГ в результате суммации во времени амплитуд синфазных колебаний. В случае, когда разряды отдельных нейронов очень плотно группируются во времени, помимо нарастания амплитуды наблюдается уменьшение длительности суммарного потенциала, что приведет к образованию высокоамплитудного, но короткого скачка – пика. Такого рода потенциалы и относят к патологической активности, характерной при эпилепсии.

У каждой такой патологии есть нормативные параметры такие, как амплитуда и длительность, характерные для ЭЭГ здорового бодрствующего человека. Пик, или спайк, имеет соответственно пикообразную форму и длительность – 5–50 мс. Близкой по происхождению патологией, свойственной эпилептическому синдрому, является острая волна. Внешне она напоминает пик, только растянута во времени. Длительность составляет более 50 мс.

Итак, сигнал, переведенный в цифровую форму, представляет собой набор конкретных значений в каждый момент времени. Таким образом, задав параметр для альфа-ритма, патологические значения амплитуды которого начинаются со 100 мкВ, а затем, описав некоторый цикл действий программно, все, что выше этого значения будет считаться патологическим. Далее если патологические участки наблюдаются в течение более 10 отсчетов (один отсчет при частоте дискретизации 200 Гц составляет 5 мс), то эта область переписывается отдельно от всего сигнала, извлекается из основной записи, и будет представлять собой патологическую активность типа *острая волна*. Если патологическая амплитуда наблюдается на протяжении 1–10 отсчетов, участок также переписывается отдельно, но относится к патологии типа *пик*.

В результате подобной обработки зарегистрированного сигнала ЭЭГ врач получает возможность дальнейшей работы с файлом, содержащим все обнаруженные патологии, отнесенные к тому или иному

виду. Это значительно сокращает время просмотра специалистом исходного сигнала, экономит как его время, так и затраченную энергию, позволяя более эффективно отслеживать патологические участки электроэнцефалограммы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сахаров В.Л., Андреев А.С. Методы математической обработки электроэнцефалограмм. Таганрог: Антон, 2000. 45 с.
2. Кожевников В.А., Мецкерский Р.М. Современные методы анализа электроэнцефалограммы. М.: Издательство медицинской литературы, 1963. 456 с.

ПАССИВНЫЙ РАДИОИЗОТОПНЫЙ БИОРАДАР

Б.Н. Межебицкий, студент 5 курса; Н. Саяпин, студент 4 курса
ТУСУР, г. Томск, т. 51-23-27, Stalker@main.tusur.ru

В современном обществе риск угрозы жизни и здоровью человека сведен к минимуму. Однако полностью исключить возникновение различных катастроф невозможно. Сходы лавин, обвалы зданий, горные камнепады – все эти катастрофы, как правило, сопровождаются человеческими жертвами. Причем, смерть пострадавших обычно наступает не сразу, а по прошествии некоторого времени. Именно поэтому важнейшей задачей служб спасения является быстрое обнаружение и извлечение пострадавших из-под завалов. Проектируемый прибор должен помочь ускорить обнаружение биологических объектов.

Физический принцип разрабатываемого устройства основан на том, что организм человека обладает радиоактивным излучением, благодаря присутствию в нем естественного радиоактивного изотопа калия (K_{40}). Наличие внутренней радиоактивности связано с калиево-натриевыми обменными процессами в клетках биологических тканей. Кроме того, любая биологическая жидкость (кровь, лимфа, межтканевая жидкость) по своему составу близка к морской воде, т.е. содержит натрий и калий. Детектирование биологических объектов под завалами осуществляется при помощи датчика радиоактивного излучения. Чтобы исключить влияние оператора и других людей на датчик прибора, диаграмма направленности искусственно сужается при помощи свинцового экрана. Сигналы от датчика поступают в портативный персональный компьютер, где происходит их обработка при помощи разработанного нами пакета программного обеспечения. Компьютерная программа, используя методы теории вероятностей, метаматематиче-

ской статистики и спектрального анализа, выделяет слабый полезный сигнал из фонового излучения и на основе полученных данных делает заключение о наличии или отсутствии биологического объекта в зоне действия датчика. Питание датчика осуществляется непосредственно от порта портативного персонального компьютера, а, следовательно, не требуется наличие каких-то дополнительных источников питания.

Пробные испытания данного метода и макета устройства обнаружения биологических объектов были проведены в СКБ «Сталкер» и показали их перспективность.

БЕСКОНТАКТНАЯ ИНТЕРАКТИВНАЯ СИСТЕМА БОС–ОБУЧЕНИЯ

В.А. Молошников, аспирант; К.Т. Сванбаев, студент 5 курса,

А. Деменцова, студентка 4 курса

ТУСУР, г. Томск, т.51-23-27, Stalker@main.tusur.ru

Метод биологической обратной связи (БОС, в английском варианте – biofeedback) возник в конце 50-х гг. XX в.

Научным фундаментом для развития нового направления послужили такие направления, как общая и прикладная психофизиология, а также теория условных рефлексов инструментального (оперантного) типа. Вместе с тем, уже первым исследователям БОС-обучения стало ясно, что оперантный УР-контроль биоэлектрической активности головного мозга и вегетативной нервной системы (ВНС) может иметь важное клиническое применение.

С момента своего зарождения до настоящего времени объем проводимых исследований, а также «область интересов» БОС-технологий значительно выросли и условно могут быть разделены на две большие сферы – клиническую и неклиническую [1].

Клиническая сфера связана с терапевтическими воздействиями при таких хронических заболеваниях, как гипертоническая болезнь, эпилепсия. Кроме того, уже сегодня БОС-терапия рассматривается как одна из наиболее перспективных методологий в арсенале превентивной медицины, основной целью которой является предотвращение развития болезни. На стадии предболезни применение БОС-методов особенно привлекательно, поскольку помогает остановить или стабилизировать патологическое развитие.

Неклиническая сфера применения связана с использованием БОС-технологий в эффективном стрессменеджменте, позволяющем повысить показатели эффективности в большом спорте, искусстве, а также в любой деятельности, требующей длительных усилий, а также

большой ответственности. К неклинической сфере можно отнести также коррекцию так называемых пограничных состояний, вызванных неконтролируемым влиянием хронического стресса. Важной неклинической сферой применения БОС-методов является также педагогика, где с их помощью решаются вопросы повышения эффективности обучения, развития творческих способностей и др.

Таким образом, БОС-методология позволяет человеку модифицировать свое поведение с помощью обратной физиологической связи в сторону большей степени саморегуляции и гомеостатичности.

В России исследования в области лечения методом Биологической Обратной Связи (БОС-терапии) проводятся на базе отделения нейрофизиологии клинической больницы ЗИЛ.

До настоящего времени «подключение» пациента осуществлялось традиционным способом – с помощью датчиков на теле и тянущихся проводов. Разработка новых бесконтактных методов БОС, является актуальной задачей.

Суть бесконтактной БОС, предлагаемой в данной работе, состоит в непрерывном статистическом анализе данных, получаемых от радиометрических датчиков, расположенных вблизи тела человека. Кровь человека ввиду присутствия в ней изотопа K_{40} является слабым источником радиации. По уровню излучения можно судить о количестве крови в том или ином органе и, следовательно, его активности. Например, исследования, проведенные в СКБ «Сталкер» ТУСУР [2], показали четкую зависимость вида статистического распределения результатов измерений интенсивности радиоактивного излучения от психо-физиологического состояния пациента (депрессия, стресс), при расположении датчика вблизи головы. Для успешного применения нового метода необходимо научиться эффективно выделять полезный сигнал из фонового радиационного излучения. Для этого, с помощью специальной компьютерной программы проводится учет влияния вариаций солнечной активности в данном диапазоне излучения, а также анализ фонового излучения в отсутствие пациента.

Корпус датчика представляет собой вытянутый П-образный элемент. К корпусу прилагается двусторонняя липкая бумага.

Корпус устройства состоит из основания и крышки. Крепление основания и крышки между собой происходит за счет трех защелок, обеспечивающих достаточную прочность и надежность крепления.

Счетчик Гейгера располагается внутри корпуса в специальном желобе и окончательно закрепляется пятью держателями. Миниатюрный печатный узел располагается справа в одной из ножек корпуса и закрепляется двумя направляющими. Крышка в закрытом состоянии упорами фиксирует плату и счетчик Гейгера.

Датчик крепится с помощью клейкой ленты на верхнюю часть монитора компьютера против головы пользователя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Информация о методе БОС. Официальный сайт отделения нейрофизиологии клинической больницы ЗИЛ, г. Москва – <http://neuro.relline.ru/bos-links.htm>

ОБРАБОТКА ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ МЕТОДОМ ГЛАВНЫХ КОМПОНЕНТ

*В.А. Молошиков, аспирант; А. Суманосова, студентка 4 курса
ТГУСУР, г. Томск, т.51-23-27, Stalker@main.tusur.ru*

Очевидно, что хороший прогноз возможен лишь тогда, когда известны все причинно-следственные связи, относящиеся к рассматриваемому явлению. Так же очевидно, что неполное знание этих связей, вплоть до его отсутствия, не освобождает нас от необходимости удовлетворять все возрастающие потребности практики в прогнозах, возмещая недостаток информации о причинно-следственных механизмах различными приемами и методами статистического анализа, формализованными процедурами экспертных оценок и др. Тем более, что изучение временных рядов всеми этими способами в какой-то мере позволяет приблизиться и к пониманию их внутренней природы и формулировке подлежащих проверке гипотез.

Среди статистических методов изучения временных рядов (авто-регрессия, разложение в ряд Фурье, спектральный анализ и т.д.), в последнее время все большую популярность приобретает метод главных компонент (разложение Карунена–Лоэва, разложение на естественные ортогональные составляющие или функции) [1].

Пусть имеется матрица $\mathbf{X}$, содержащая n строк (объектов) и m столбцов (признаков). Обозначим через $\mathbf{X}'$ транспонированную матрицу и положим $\mathbf{R} = \mathbf{X}'\mathbf{X}$. Пусть $\boldsymbol{\varphi}$ – матрица собственных векторов матрицы $\mathbf{R}$; $\boldsymbol{\Lambda}$ – диагональная матрица ее собственных значений и $\mathbf{I}$ – единичная матрица. Пусть $\mathbf{U} = \mathbf{X}\boldsymbol{\varphi}$. Тогда

$$\mathbf{U}'\mathbf{U} = \boldsymbol{\varphi}'\mathbf{X}'\mathbf{X}\boldsymbol{\varphi} = \boldsymbol{\varphi}'\mathbf{R}\boldsymbol{\varphi} = \boldsymbol{\Lambda},$$
$$\boldsymbol{\varphi}'\boldsymbol{\varphi} = \boldsymbol{\varphi}\boldsymbol{\varphi}' = \mathbf{I}.$$

Матрица $\mathbf{U}$ имеет те же размеры, что и $\mathbf{X}$, однако ее столбцы не коррелируют между собой. Дисперсия λ_j столбцов матрицы $\mathbf{U}$ являются собственными значениями матрицы $\mathbf{R}$ и диагональными элементами матрицы $\boldsymbol{\Lambda}$. Сами столбцы являются линейными комбинациями столб-

цов матрицы **X** с суммой квадратов коэффициентов, равной единице, и называются главными компонентами.

Каждая компонента имеет дисперсию, максимально возможную из всех комбинаций, ортогональных предыдущим компонентам. Обработка матрицы **X** методом главных компонент заключается в вычислении матриц **U**, **Ф** и **Λ**. Программы вычисления собственных векторов и собственных значений имеются в стандартном математическом обеспечении современных ЭВМ.

Матрица **R** называется матрицей вторых или смешанных моментов. Если столбцы матрицы **X** центрированы ($\sum_i x_{ij}/n=0$) то матрица называется ковариационной, а если и нормированы ($\sum_i x_{ji}^2/n=1$), то корреляционной. Как правило, методу главных компонент предшествует центрирование и нормирование матрицы **X**.

Если поменять объекты и признаки местами, то по лучим транспонированную матрицу **X'**. Ее также можно обрабатывать методом главных компонент.

Обработка временного ряда

Пусть имеется последовательность **Y_T, Y_{T-1}, ... Y₁** наблюдений некоторого показателя **Y** в равноотстоящие моменты времени *T, T-1, ..., 1*. Выберем в качестве многомерной характеристики состояния процесса в момент времени *t(T ≥ t > K)* вектор (**Y_t, Y_{t-1}, ... Y_{t-K}**), именуемый предысторией процесса за время *K*.

Параметр *K* называется лагом (запаздыванием). Сведем полученные векторы в матрицу имеющую *T – K* строк (объектов) и *K + 1* столбец (признак):

	1	2	3	...	K
<i>K+1</i>	Y_{K+1}	Y_K	Y_{K-1}	...	Y₁
<i>K+2</i>	Y_{K+2}	Y_{K+1}	Y_K	...	Y₂
...	...	...	...	...	...
<i>T-1</i>	Y_{T-1}	Y_{T-2}	Y_{T-3}	...	Y_{T-K-1}
<i>T</i>	Y_T	Y_{T-1}	Y_{T-2}	...	Y_{T-K}

Обработка полученной матрицы методом главных компонент приводит к появлению новой матрицы тех же размеров. Новые признаки (компоненты) являются линейными комбинациями старых, и не коррелируют между собой. Первая компонента имеет максимально возможную (λ_0 или λ_1) из всех линейных комбинаций дисперсию, вторая –

максимально возможную из всех линейных комбинаций, ортогональных первой, и т.д. Собственные числа λ_j автокорреляционной матрицы (дисперсии компонент) обычно используются как показатели веса этой компоненты в исследуемом процессе.

В терминах линейной фильтрации эта же процедура выглядит следующим образом. Исходный ряд раскладывается на ортогональные составляющие, полученные пропусканием ряда через набор из $K + 1$ линейных фильтров, в качестве которых выбираются собственные векторы $(\alpha_{0j}, \dots, \alpha_{Kj})$ автоковариационной матрицы рассматриваемого ряда.

Так как получаемые компоненты в свою очередь являются новыми временными рядами, то их поведение можно исследовать как аналитически, например, методами спектрального или дискриминантного анализа или тех же главных компонент, так и графически в зависимости от времени или любой другой компоненты, получая фазовые портреты. В последнем случае каждая единица времени представляется точкой на плоскости, образованной соответствующей парой компонент, и соединяются последовательно.

Несмотря на ортогональность, не все компоненты являются независимыми и, сдвигая компоненты друг относительно друга, можно получить весьма высокие коэффициенты корреляции. Будем называть такие компоненты и соответствующие им собственные векторы (фильтры) сопряженными. Как правило, именно в пространстве сопряженных компонент наблюдаются наиболее гладкие и закономерные траектории, доставляющие информацию о внутренней структуре процессов, порождающих данный ряд.

Весьма злободневными при обработке методом главных компонент являются вопросы статистической достоверности получаемых результатов. Поскольку каждый собственный вектор по своей сути является линейным фильтром, а каждый линейный фильтр, как известно, имеет свою частотную характеристику, т.е. подчеркивает одни частоты и гасит другие. Поэтому на выходе фильтров, т.е. в компонентах, неизбежно появление циклических составляющих, обусловленных усилением случайных флуктуаций исходного ряда. В подобных случаях широко используется метод Монте-Карло. С помощью датчика псевдослучайных чисел на месте исходного ряда генерируется «белый», «розовый» или «красный» шум, который обрабатывается теми же операциями, что и исходный ряд, а результаты сравниваются с результатами обработки исходного ряда.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кондратович К.В. Долгосрочные гидрометеорологические прогнозы в Северной Атлантике. Л.: Гидрометеиздат, 1977. 183 с.

ПРИБОР МАГНИТОТЕРАПИИ

*Ю. Пуризова, студентка 4 курса, Е. Казак, студентка 2 курса
ТУСУР, г. Томск, т. 51-23-27, Stalker@main.tusur.ru*

Об использовании постоянных магнитов в лечебных целях встречаются упоминания в трудах Гиппократ, Парацельса, ученых древнего Китая. В XVII в. способ прикладывания к «болезненному месту» магнита (магнитного железняка) стал распространенным и даже упоминался в книгах-лечебниках Востока, Индии, России, он широко применяется и в наши дни.

Хотя терапевтическое воздействие магнитных полей использовалось еще в древности, лишь в последние десятилетия исследования в этой области привели к ощутимым результатам. Магнитотерапия – направление физиотерапии, основанное на воздействии постоянного или переменного магнитного поля низкой частоты на весь организм (общая магнитотерапия) или его часть (локальная магнитотерапия). Магнитные поля оказывают противовоспалительное, противоотечное, седативное, болеутоляющее действие. Под воздействием магнитных полей улучшается микроциркуляция крови, стимулируются регенеративные процессы в тканях.

По степени чувствительности различных систем организма к магнитному полю первое место занимает нервная, затем эндокринная системы, органы чувств, сердечно-сосудистая, кровь, мышечная, пищеварительная, выделительная, дыхательная и костная системы. Впечатляет список областей применения магнитотерапии: лечение артрита, заживление ран, восстановление поврежденных нервов, лечение головных болей, лечение таких заболеваний, как фибромиалгия и нарушение внимания. С помощью магнитотерапии можно устранить некоторые симптомы стресса, эти нежелательные последствия нашего слишком интенсивного образа жизни. С помощью магнитотерапии можно облегчать боль. Магниты – это просто находка при хронических болях.

Мы предлагаем для лечения вышеперечисленных заболеваний данный прибор локальной магнитотерапии.

Как известно, организм человека вырабатывает электрические сигналы, управляющие нашим организмом. Нарушение электрических связей в организме вызывает болезни. На принципе восстановления энергетических связей в человеческом организме основывается учение древней китайской медицины (чжень-цзю терапия) – воздействие на биологически активные точки серебряными или золотыми иглами. Современная медицина и развитие электроники прибавило к этому учению различные формы рефлексотерапии. Это лазерная, магнитная,

световая, звуковая и множество других видов терапии. Большинство из них осуществляет местное (локальное) воздействие на болевые участки тела.

Предлагаемый прибор вырабатывает импульсы магнитного поля для лечебного воздействия на организм. Схема прибора дана на рис. 1.

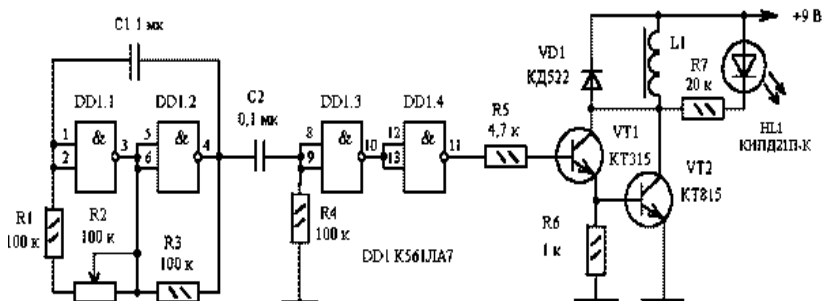


Рис. 1. Схема электрическая принципиальная прибора магнитотерапии

Устройство состоит из трех функциональных блоков – генератора, формирователя и усилителя тока. Генератор собран по схеме мульти-вibratorа на элементах DD1.1, DD1.2. Формирователь короткого импульса состоит из дифференцирующей цепочки C2, R4 и элементов DD1.3, DD1.4. Усилитель тока собран на транзисторах VT1, VT2, работающих в ключевом режиме. Диод VD1 необходим для защиты транзисторов от пробоя токами самоиндукции. Светодиод можно взять типа АЛ307 или любой другой, уменьшив номинал резистора R7 до 2 к. Но при такой замене увеличится потребляемый ток.

Электромагнит имеет сопротивление обмотки не менее 20 Ом. Катушка электромагнита наматывается проводом ПЭВ-2 (0,22) на каркасе с внутренним диаметром 10 мм и наружным 20 мм. Катушку можно взять готовую (например, от ниток), но обязательно деревянную. Намотка до заполнения каркаса. Последний слой намотки, вместе с припаянными гибкими проводами длиной около 50 см, обматывается изолентой. В отверстие катушки вставляется магнитопровод – сердечник, сделанный из мягкой стали, например, марки Сталь 3. В качестве сердечника для катушки, взятой от ниток, хорошо подходит болт М10 без головки. Прибор собирается в подходящую коробку, где устанавливается регулятор частоты, светодиод, батарея типа (Крона). Провод от магнита подключается к прибору стерео-разъемом, который одновременно выполняет функцию выключателя питания. При первом включении контролируют изменение частоты включения светодиода при вращении регулятора частоты. Работу магнита можно проверить, если

поднести его к экрану цветного телевизора – это безопасно для телевизора. На экране синхронно со вспышками светодиода должны появляться затенения.

Данный прибор производит следующее терапевтическое воздействие на организм человека переменным неоднородным магнитным полем:

1. Оказывает обезболивающее и противовоспалительное действие, улучшает местное кровообращение, способствует рассасыванию воспалительных и травматических отеков и восстановлению поврежденных тканей.

2. Лечит заболевания опорно-двигательного аппарата, лор-органов, женских половых органов, простудные заболевания.

3. Оказывает благотворное влияние на центральную нервную систему, улучшает общее состояние, сон, укрепляет иммунитет.

Прибор может быть использован в домашних условиях и медицинских учреждениях, снабжен подробной методикой с указанием зон и рекомендуемого времени воздействия при лечении различных заболеваний[2].

В заключение можно сказать, что еще не готов ответ на вопрос о том, какие процессы происходят в организме человека в случае использования метода магнитотерапии. Однако предполагается, что под воздействием магнитных импульсов в организме человека интенсифицируется процесс кровообращения и химической активности клеток.

Многие исследователи считают, что воздействие магнитным полем улучшает циркуляцию крови, повышая ее энергетический уровень и насыщая ее кислородом, а улучшенный кровоток стимулирует естественные жизненные силы организма, способствуя его оздоровлению.

ЛИТЕРАТУРА

1. Андреев Ю.А. «Три кита здоровья», М.: Новое знание, 2002. 251с.
2. [www.http://rambler/медицина.ru](http://www.rambler.ru/medicina). «Исследование приборов магнитотерапии»
3. [www.http://rambler/медицина.ru](http://www.rambler.ru/medicina). «Понятие магнитотерапии».

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА

С.В. Зайченко, аспирант каф. КУДР

ТУСУР, г. Томск, т.40-77-77, sergey707@mail2000.ru

Нагрев токами высокой частоты перспективное направление для развития [1–7] и находит применение для следующих технологических процессов:

- плавки металлов в индукционных печах;
- поверхностной индукционной заковки;
- индукционного нагрева заготовок под прокат, штамповку, отжиг и термообработку;
- пайки твердым припоем;
- сварки;
- сушки, склейки и сварки древесины, пластмасс, стеклопластиков и других материалов.

Применение методов моделирования целесообразно лишь в тех случаях, когда они экономят время и деньги, когда постройка модели и изучение на ней явления проще, дешевле и быстрее, чем производство измерений в натуре, или когда измерения на модели позволяют изучить тонкости, недоступные непосредственному наблюдению явления.

Моделирование полей систем индукционного нагрева проводилось еще в середине прошлого столетия. Это такие методы как: метод резиновой мембраны, изучение электростатических и магнитостатических полей в электролитической ванне и метод продувки обрабатываемого изделия и индуктора в аэродинамической трубе и замеры скорости воздушного потока у разных участков поверхности модели. Предпочтение отдавалось электролитической ванне. Она представляла собой систему электродов, между которыми имеется разность потенциалов, помещенных в однородную проводящую жидкость [1].

Опыт использования методов математического моделирования для исследования и проектирования систем высокочастотного нагрева показал их высокую эффективность. Использование цифровых моделей позволяет глубже изучить характер и взаимосвязи процессов, протекающих в устройствах индукционного нагрева, выявить новые закономерности, получить рекомендации по проектированию нагревателей и режима их работы [4].

Целью настоящей работы является компьютерное моделирование процессов индукционного нагрева металлических деталей токами высокой частоты.

Основное внимание уделено разработке моделей систем генератор – нагрузка и деталь – индуктор, пригодных для оптимизации параметров соответствующего оборудования, оснастки, технологических режимов индукционного нагрева.

Генератор отдает полную мощность только в том случае, когда его параметры согласованы с параметрами нагрузки. Под параметрами нагрузки принято понимать ее активное и реактивное сопротивления. Для нормальной работы генератора напряжение генератора нужно согласовать с напряжением на индукторе, при котором нагрузка потребляет требуемую по технологии мощность для нагрева.

Решение задачи согласования системы деталь – индуктор возможно путем решения уравнений Максвелла (для упрощения в двухмерном пространстве с учетом симметричной системы деталь – индуктор) при одновременной связи с тепловыми явлениями, протекающими во время нагрева.

Результатом моделирования станет программа расчета оптимальных электрических параметров системы генератор – нагрузка, а именно: резонансной емкости, индуктивности индуктора (зависит от его формы и размеров, в то время как форма и размер подбирается под нагреваемую деталь), напряжения на индукторе и тока, проходящего через него.

Полученные данные планируется сверять с практическими результатами для выявления и последующего учета недостатков при моделировании.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Бабат Г.И.* Индукционный нагрев металлов и его промышленное применение. М. Л.: Энергия, 1965. 552 с.
2. *Головин Г.Ф.* Технология термической обработки металлов с применением индукционного нагрева. Л.: Машиностроение, 1979. 120 с.
3. *Глуханов Н.П.* Физические основы высокочастотного нагрева. Л.: Машиностроение: Ленингр. отд-ние, 1989. 54 с.
4. *Немков В.С.* Математическое моделирование устройств высокочастотного нагрева. Л.: Политехника, 1991. 78 с.
5. *Слухоцкий А.Е.* Индукторы. Л.: Машиностроение, 1979. 73 с.
6. *Слухоцкий А.Е.* Индукторы для индукционного нагрева. Л.: Энергия, 1974. 284 с.
7. *Немков В. С.* Теория и расчет устройств индукционного нагрева. Л.: Энергоатомиздат: Ленингр. отд-ние, 1988. 279 с.

СТАНОК – ПОЛУАВТОМАТ ДЛЯ ПОВЕРХНОСТНОЙ ЗАКАЛКИ ДЕТАЛЕЙ МЕТОДОМ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА

С.В. Зайченко, аспирант каф. КУДР;

***И.Н. Межебицкий, студент 5 курса каф. КУДР
TUSUR, г. Томск, т. 40-77-77, sergey707@mail2000.ru***

Метод индукционной закалки поверхности заключается в быстром нагреве детали на заданную глубину током, индуцированным в тонком приповерхностном слое, с последующим принудительным охлаждением. В результате такой закалки поверхность приобретает высокую твердость и улучшенные механические характеристики,

а сердцевина сохраняет прежнюю вязкость. Для охлаждения нагретой поверхности на нее подается вода через спреер, находящийся ниже индуктора. Зона нагрева и зона охлаждения как бы следуют друг за другом. Такой способ закалки называется непрерывно-последовательным [1].

В настоящей работе была поставлена задача обеспечения равномерной поверхностной закалки осесимметричных деталей с соблюдением требований технологического процесса.

Для обеспечения нужного режима нагрева использована полуавтоматическая схема движения заготовки через индуктор. Это дало возможность прецизионно регулировать скорость прохождения сквозь индуктор. Регулируя скорость движения детали и мощность генератора, можно подобрать необходимый режим закалки для разных марок стали. Для регулировки скорости подъема и опускания производится управление двигателем через частотно регулируемый привод.

Проблема неравномерности закалки относительно оси симметрии детали решилась путем внесения в конструкцию возможности вращения детали вокруг своей оси.

Движение закаливаемой детали сверху вниз обусловлено тем, что охлаждающая жидкость стекает вниз и не попадает на не прогретую поверхность (рис. 1).

Технические характеристики станка – полуавтомата:

Максимальная высота детали, 500 мм;

Максимальный диаметр детали для внешней закалки, 113 мм;

Минимальный диаметр детали для внутренней закалки, 105 мм;

Скорость движения детали через индуктор, от 2 до 20 мм/с;

Скорость вращения детали, 200 об/мин;

Расход охлаждаемой воды, 6 м³/ч;

Напряжение питания приводных двигателей, 380/3ф. В;

Мощность генератора, 100 кВт;

Частота тока, 10 кГц;

Масса станка, 120 кг.

Оптимизация технологических режимов поверхностной закалки деталей предполагает компьютерное моделирование систем нагрузка – генератор и деталь – индуктор [2–4].

Результатом работы стала установка для поверхностной закалки как внутренних, так и внешних поверхностей восьми разновидностей деталей.

Существенное повышение производительности установки возможно за счет автоматизации подачи и крепления деталей, подлежащих обработке.

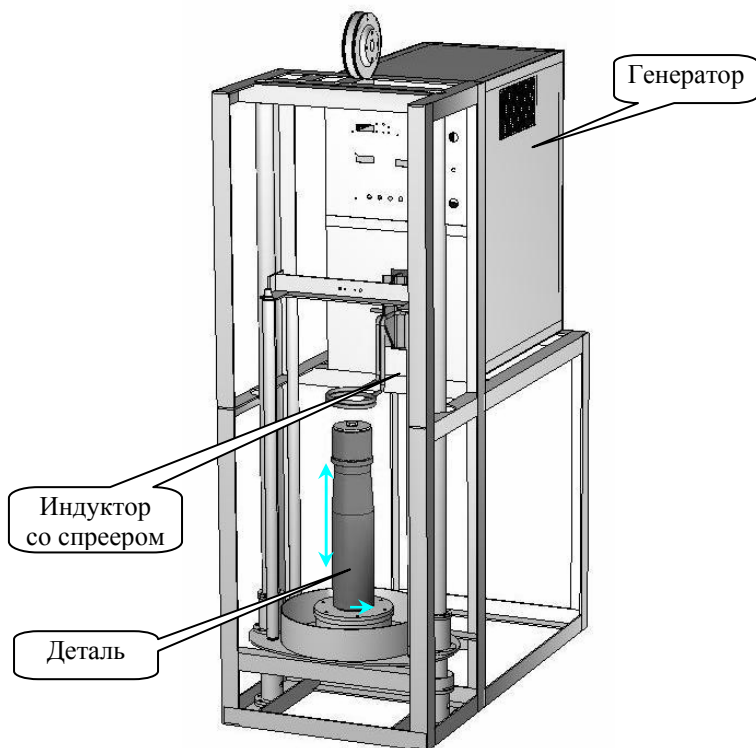


Рис. 1. Внешний вид станка – полуавтомата для поверхностной заделки
(экраны сняты)

Работа выполнена по инициативе и при участии специалистов фирмы «ЭЛСИТ» (г. Томск, директор Б.Г. Сысоев).

ЛИТЕРАТУРА

1. Бабат Г.И. Индукционный нагрев металлов и его промышленное применение. М. Л.: Энергия, 1965. 552 с.
2. Зайченко С.В. Моделирование процессов индукционного нагрева. В настоящем сборнике.
3. Головин Г. Ф. Технология термической обработки металлов с применением индукционного нагрева. Л.: Машиностроение, 1979. 120 с.
4. Немков В.С. Математическое моделирование устройств высокочастотного нагрева. Л.: Политехника, 1991. 78 с.

**КОНСТРУИРОВАНИЕ И ПРОИЗВОДСТВО
РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ**

Председатель – Михеев Е.Н., м.н.с.

**СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ И ДИАГНОСТИКИ МОДУЛЕЙ
ЗАРЯДНЫХ СТАНЦИЙ**

И.С. Бармашов, студент 5 курса РКФ

ТУСУР, г. Томск т.(3822)-53-00-53, e-mail: vanyok84@rambler.ru

При производстве и эксплуатации зарядных устройств возникает проблема в необходимости их диагностики и контроля работоспособности.

В настоящее время в основном используют multifunctional универсальные устройства (мультиметры, осциллографы), которые обладают большим количеством функций, что только для проверки зарядных устройств являются излишними, из-за универсальности возрастает цена таких приборов, а по причине необходимости использовать несколько приборов возникает сложность диагностики работы на месте работы устройства.

Таким образом, ставится задача спроектировать узкоспециализированный стенд для проверки работы зарядных устройств «ЗАРЯД-4» и «АЗП-54», который будет эмулировать состояние аккумулятора на всех режимах зарядки, имитировать возможные сбои на всех режимах, снимать характеристики тока заряда выдаваемых при этом зарядным устройством, производить контроль за выводом индикации о нарушении режима заряда, проводить анализ полученных данных, и вывода информации о степени работоспособности устройства и возникших ошибок работы при проведении диагностики.

Система должна проводить диагностику в следующих режимах работы зарядного устройства:

- 1) доразряд батарей до минимального напряжения разряда;
- 2) автоматическое переключение в режим «Заряд» заряд стабилизированным током;
- 3) автоматическое переключение в режим подзаряда малым током при сообщении батареи зарядной емкости или в режим «Авария» при повышенном напряжении заряда на батарее.

Доразряд необходим для того, чтобы произвести полный разряд аккумулятора, данный цикл является обязательным по причине воз-

никновения «эффекта памяти» у аккумуляторов данного типа. Физически это проявляется в уменьшении полезной емкости – аккумулятор отдает меньшее количество энергии, сокращается время непрерывной работы/время зарядки. Суть явления заключается в образовании крупных кристаллов на поверхности электродов, снижающих эффективность обмена ионами с электролитом. Эффект появляется при систематическом неполном использовании емкости аккумулятора. Эффект памяти можно устранить также разрядкой большим током.

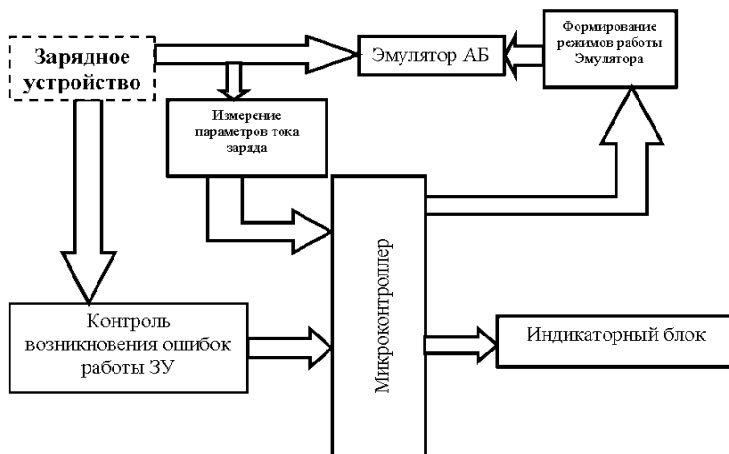


Рис. 1. Функциональная схема системы контроля и диагностики модулей зарядных станций

Управление током заряда/разряда осуществляется автоматически ЦАПом, реализованным на базе программного ШИМа. Текущее значение тока снимается с датчика тока, выполненного в виде низкоомного резистора. В зависимости от выбранного режима, микроконтроллер при помощи схемы ЦАП выставляет необходимый ток заряда – разряда и контролирует значение напряжения заряда посредством канала измерения напряжения. При достижении определенного значения напряжения или критического значения температуры (измеряется через канал измерения температуры) микроконтроллер прекращает, либо изменяет режимы текущего процесса заряда – разряда.

Моделирование режимов работы аккумуляторных батарей

Первичными источниками электроэнергии в системах бесперебойного электропитания (СБЭП) служат химические источники тока (ХИТ) – аккумуляторные батареи (АБ). Среди многообразия ХИТ в

СБЭП переменного тока общепромышленного назначения в настоящее время наибольшее распространение получили щелочные никель-кадмиевые и свинцово-кислотные с рекомбинацией газа аккумуляторной батареи.

Анализ литературных источников показывает, что «типы» математических моделей АБ отличаются друг от друга степенью углубленности и детализации – от электрохимических, использующих в качестве исходных параметров ХИТ такие, как «концентрация», «удельная электропроводимость», «заряд ионов», «коэффициент диффузии» и т. п., до статических – типа «черный ящик», не претендующих на исходную информацию электрохимического плана. Тип модели определяется решаемыми ей задачами. Обычно известны следующие параметры АБ: ЭДС, напряжение, ток, температура, полное внутреннее сопротивление, емкость. Собственно вокруг этих параметров и сгруппированы модели АБ. Качественно можно выделить модели:

1. Использующие полуэмпирические формулы;
2. Обрабатывающие статические данные с полученным адекватной полиномиальной зависимости;
3. На основе схем замещения.

Использование различных методов определения дает различные результаты. Поэтому метод измерения должен быть тщательно обоснован, исходя из конкретных условий.

GPS-АВТОИНФОРМАТОР

А.Н. Еремеев, студент 5 курса гр. 231-1каф. КИПР

ТУСУР, г. Томск, т. 53-00-53, electronic81@mail.ru

*«Кто владеет информацией,
тот владеет миром»*

В настоящее время (XXI век) это выражение становится все более актуальным. Нас окружают нескончаемые потоки информации, все труднее и труднее в них быстро ориентироваться. Но некоторые «потоки» изначально создаются, чтобы помочь людям. С древних времен человек создавал приборы, которые помогали ему найти нужный путь, например компас. Время шло, и требовались все более точные приборы. Были созданы *системы глобального позиционирования*, которые могут не только определять направление, но и местоположение на земном шаре (с точностью до нескольких сантиметров), скорость движения, высоту над уровнем моря, а так же точное время (по Гринвичу

атомных часов). В USA эта система называется GPS(сокращенное название), в России ГЛАНАС.

Для пассажиров общественного транспорта необходимо объявлять остановки. Но это очень утомляет водителя, он вынужден постоянно отвлекаться от дороги. На сегодняшний день создано несколько видов устройств, призванных взять на себя функцию объявления остановок – это автоинформаторы. Существующие автоинформаторы, в основном имеют ручное управление.

Вполне понятно, что на сегодняшний день владельцы автопарков не готовы заплатить несколько десятков тысяч рублей за удобство пассажиров. По этому, для того, чтобы автоинформатор смог окупить себя и еще приносить доход, с помощью его нужно воспроизводить не только объявление остановок, но и рекламные ролики.

Разрабатываемый GPS-автоинформатор может работать в автоматическом режиме не отвлекая водителя от дороги. Он может воспроизводить заданные звуковые фрагменты (речь, музыка, или вместе) в определенных местах маршрута (остановки, рекламируемые магазины и т.д.).

К автоинформаторам предъявляются следующие требования: необходимо чтобы, устройство имело достоверную информацию о своем местоположении на маршруте, а также информацию о том в каких местах и какие именно нужно воспроизвести звуковые фрагменты. Так же оно должно иметь достаточно большой объем памяти для хранения звуковых фрагментов, удобный и быстрый способ перезаписи информации. Звуковые фрагменты должны представляться в распространенном формате и иметь большой коэффициент сжатия без заметного ухудшения качества воспроизводимого звукового фрагмента.

Для определения местоположения устройства в пространстве более рационально использовать систему глобального позиционирования GPS, для этого в состав устройства необходимо включить GPS приемник. Это позволит вести сравнение координат текущего местоположения и заранее введенных в память устройства координат и в случае совпадения воспроизвести из памяти звуковую запись.

С помощью рис. 1 можно наглядно пояснить работу устройства. Возьмем участок маршрута автобуса, с обеих сторон дороги расположены остановки. В память GPS-автоинформатора заранее заносится координаты остановок и вспомогательных координат (кт 1, кт 2) которые располагаются между остановками, а так же информация о соответствии остановок звуковым записям. При работе устройства приемник постоянно принимает координаты и сравнивает с занесенными в память. Допустим, что автобус движется с права налево и при подъез-

де к остановке 5 координаты совпадают и если предыдущее совпадение было кт 3, то автоинформатор начинает воспроизводить звуковую запись, предназначенную для остановки 5. В ином случае он пропускает остановку. Далее автобус пересекает вспомогательную координату кт 2 и GPS-автоинформатор делает пометку в памяти об этом и ожидает координаты остановки 3 или 6 (это зависит от направления движения автобуса), подъезжая к остановке 3, снова происходит совпадение координат и устройство начинает воспроизводить звуковую запись, предназначенную для остановки 3 и т.д. При определении координат специально вводится погрешность. Это позволяет увеличить радиус «действия» координат (на рисунке это отображено в виде кругов вокруг остановок и вспомогательных координат) и не позволит автобусу объехать или проехать (пропустить) координаты. К каждой вспомогательной координате относятся две остановки (на рисунке показано стрелками), это позволяет правильно воспроизводить фрагменты, а не путать например остановку 1 и остановку 2 т.к. их координаты с учетом погрешности пересекают друг друга.

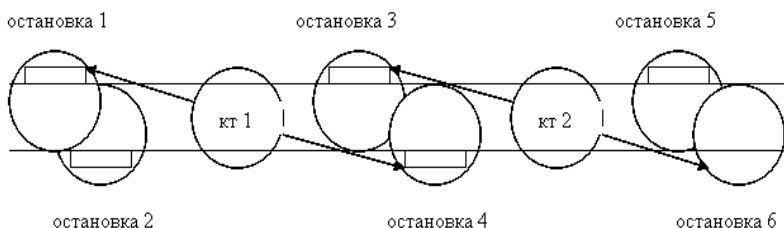


Рис. 1. Дорога с остановками

Опираясь на вышесказанное, составим функциональную схему.

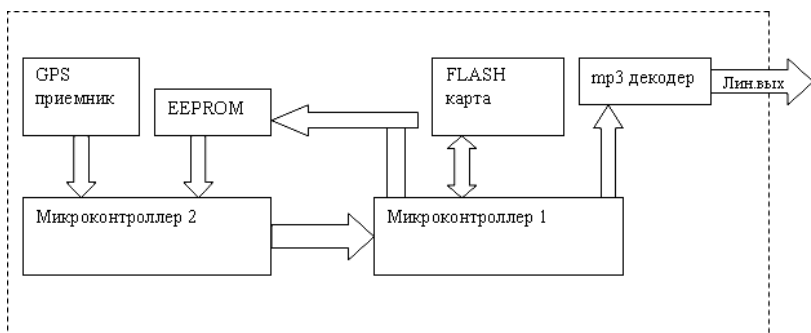


Рис. 2. Функциональная схема автоинформатора.

Устройство содержит в себе GPS приемник, который передает текущие координаты на микроконтроллер 2, где они обрабатываются определенным образом, сравниваясь с заранее записанными координатами в энергонезависимой EEPROM. Если координаты совпадают, то микроконтроллер 2 передает имя соответствующего файла и команду воспроизвести его. Микроконтроллер 1 в свою очередь производит поиск файла на карте памяти и передает данные из него в аппаратный MP3 декодер, затем снова переходит в режим ожидания.

СИСТЕМА КОНТРОЛЯ И ДИАГНОСТИКИ ИСТОЧНИКА РЕЗЕРВНОГО ПИТАНИЯ

*Д.В. Филинов, студент 5 курса РКФ
ТУСУР, г. Томск, т. 8-905-991-7787, FDV@ngs.ru*

Современные требования безопасности в угольных шахтах предполагают резервирование ключевых узлов, отвечающих за взрывобезопасность. Одним из таких узлов является резервный источник питания датчиков метана. По правилам безопасности в шахтах могут использоваться только никель-кадмиевые аккумуляторные батареи, резервирование которых и необходимо обеспечить. В качестве зарядного устройства такого аккумулятора была взята стандартная зарядная ячейка. Требовалось обеспечить коммутацию зарядной ячейки со всеми аккумуляторами. Аккумуляторы данного типа, находясь постоянно в заряженном состоянии, подлежат периодическому циклированию (разрядке и последующей зарядке) для того, чтобы избежать потери ими емкости.

Разрабатываемая система должна обеспечивать высокую скорость переключения на резервное питание, контроль емкости батарей и сигнализацию в случае выхода из строя одной или нескольких батарей.

Так же необходимо предусмотреть наличие выносного пульта управления с элементами индикации, который предназначен для программирования данного устройства на различную емкость аккумуляторных батарей в заданных пределах.

Основными недостатками устройств – аналогов являются: отсутствие резервирования батарей, большая стоимость систем.

Функциональная схема системы контроля и диагностики источника резервного питания представлена на рис. 1.

Управление зарядом аккумуляторных батарей, ключами, коммутирующими батареи, осуществляет микроконтроллер. Устройство индикации, осуществляющее оповещение о выходе из строя аккумуляторной батареи так же работает под управлением микроконтроллера. Напряжение на нагрузку поступает через диодный переключатель.

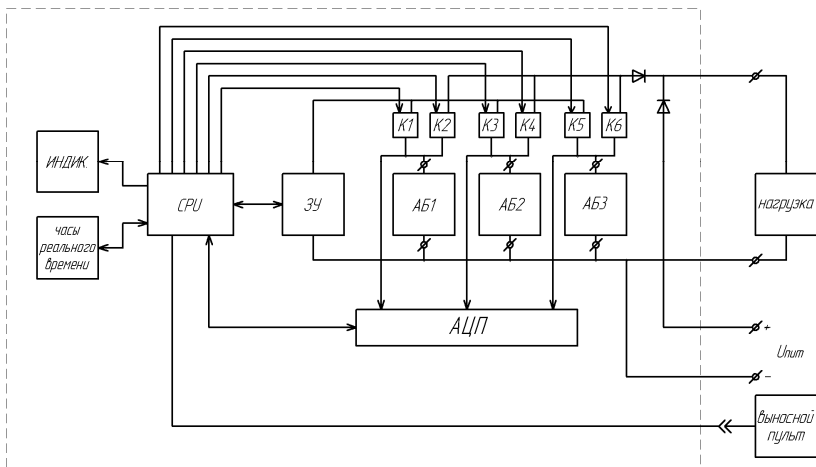


Рис. 1. Функциональная схема системы контроля и диагностики источника резервного питания

Часы реального времени связаны с микроконтроллером через стандартный интерфейс I²C.

Данные, которые вводятся с выносного пульта, записываются в EEPROM микроконтроллера, что позволяет избежать потери данных при отключении питания.

В качестве зарядного устройства используется стандартное схемотехническое решение устройства для заряда аккумуляторной батареи шахтерского головного светильника – «Заряд-4».

Для того, чтобы обеспечить наименьшее падение напряжения на электронных ключах К1–К6, предлагается использовать полевые транзисторы, падение напряжения на которых не превышает 0,15 В.

Задача адаптации устройства к аккумуляторным батареям различной номинальной емкости была решена включением в состав устройства выносного пульта управления с элементами индикации и управления. При подключении пульта к устройству во время калибровки, мы вводим с клавиатуры номинальное значение емкости аккумуляторной батареи. Что нам позволит осуществлять контроль уровня заряда аккумуляторных батарей различной емкости.

ЛИТЕРАТУРА

1. Готлиб И.М. Источники питания. Инверторы. Конверторы. Линейные и импульсные стабилизаторы. М.: Постмаркет, 2002.
2. Элементы приборных устройств: Учеб. Пособие для студентов вузов. В 2-х ч. Ч. 1. Детали, соединения и передачи / Тищенко О.Ф., Киселев Л.Т., Коваленко А.П. и др.; Под ред. О.Ф. Тищенко. М.: Высшая школа, 1982. 304 с.

3. *Взрывобезопасность рудничного оборудования*. Под. общ. ред. А.А. Каймакова.
4. *Семенов Б.Ю.* «Силовая электроника для любителей и профессионалов». М: «Солон-Р», 2001, 327с.

РАЗРАБОТКА АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЧАСТОТЫ

***А.В. Струмяляк к.т.н., доцент каф. Систем электроснабжения
Братский государственный университет (ГОУ ВПО «БрГУ»),
г. Братск Иркутской обл., volandis@mail.ru***

Проблема негативного влияния низкочастотных электрических (ЭП) и магнитных (МП) полей на человека, в настоящее время, является одной из важнейших в области обеспечения безопасности, при проведении работ в электроустановках. В связи с этим, отечественным стандартом [1] предписывается проведение инструментального контроля уровней напряженности ЭП и МП.

В работах [2, 3] отмечается, что в отечественных электрических сетях существует дефицит современных специализированных средств измерения (ССИ) уровней напряженности ЭП и МП ПЧ. Анализ метрологических характеристик некоторых, наиболее часто применяемых приборов, позволил выявить ряд серьезнейших недостатков [4], важнейшими из которых являются завышение показаний при наличии электрического или магнитного поля эллиптического характера и искажение картины измеряемого электрического поля металлическими частями прибора.

Для устранения данных недостатков был разработан аппаратно-программный комплекс (АПК) «ПРИЗНАК-10М», позволяющий измерять действующие значения напряженности ЭП или МП ПЧ согласно требованиям [1].

Наряду с этим, в процессе разработки нового АПК было признано целесообразным, не только расширить возможности уже имеющихся приборов, но и реализовать их на современной элементной базе с использованием быстродействующих микропроцессоров.

Разработанный АПК «ПРИЗНАК-10М» (рис. 1) предназначен для измерения эффективного значения напряженности ЭП и



Рис. 1. Внешний вид АПК «ПРИЗНАК-10М»

МП ПЧ, создаваемых сложными многофазными электроустановками с целью выбора необходимых мероприятий по обеспечению безопасного производства работ в электрических сетях энергосистем.

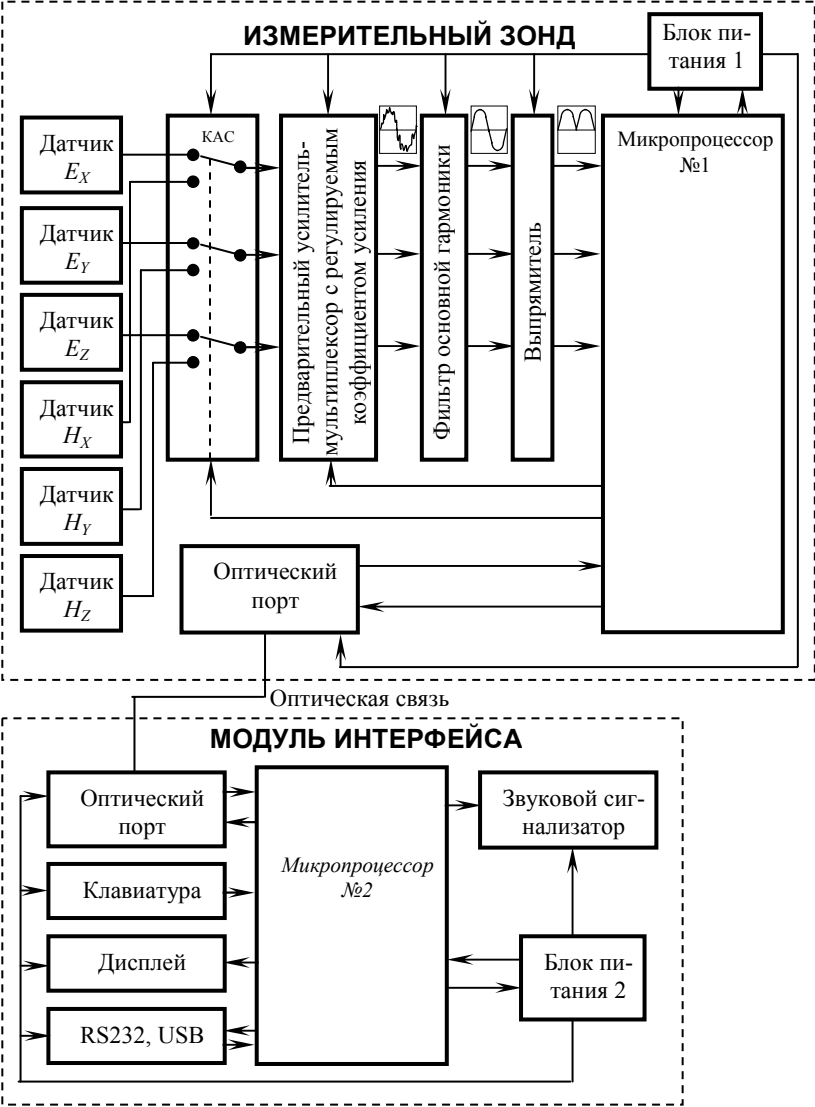


Рис.2. Блок схема АПК «ПРИЗНАК-10М» для измерения напряженности ЭП и МП ПЧ

Новый измеритель [5] состоит из двух основных частей, соединенных оптической связью (рис. 2), в каждую из которых входит ряд блоков. Первой частью является измерительный зонд электрического и магнитного полей. Вторая часть представляет собой модуль интерфейса.

К важнейшим достоинствам «ПРИЗНАК-10М» следует отнести:

определение эффективного значения напряженности поля, равного действующему значению синусоиды, амплитуда которой равна большей полуоси эллипса, описываемого вектором напряженности поля в точке измерения;

отсутствие гальванической связи между датчиками и устройством индикации, что способствует повышению точности измерения ЭП, вследствие значительного снижения искажений картины поля;

наличие цифровой обработки результатов измерений;

автоматическое управление пределами измерения;

дистанционный выбор измеряемой величины (Е или Н), с помощью электронных коммутаторов аналогового сигнала (КАС).

возможность проведения многочасовых измерений;

Совокупность вышеперечисленных свойств и возможностей позволили АПК «ПРИЗНАК-10М» на современном техническом уровне решать задачи контроля и экспресс-анализа электромагнитной обстановки в действующих электрических сетях энергосистем и распределительных сетях энергообъектов.

ЛИТЕРАТУРА

1. СанПин 2.2.4.1191-03 Электромагнитные поля в производственных условиях. М.: Издательство НЦ ЭНАС, 2003. 24 с.
2. Курбацкий В.Г. Измерительное обеспечение для оценки электромагнитных влияний при эксплуатации высоковольтных линий электропередачи. // Энергосистема: управление, качество, безопасность: Сб. докладов Всероссийской науч.-техн. конф. Екатеринбург: УГТУ-УПИ, 2001. С. 304–306.
3. Струмяк А.В. Универсальный аппаратно-программный комплекс для измерения напряженности электрических и магнитных полей «ПРИЗНАК-10М» // Технологии ЭМС. №2(9), 2004. С.40–44.
4. Курбацкий В.Г., Струмяк А.В. Совершенствование средств измерений напряженности электрических и магнитных полей промышленной частоты. // Энергетика: управление, качество и эффективность использования энергоресурсов. Сб. трудов IV Всероссийской науч.-техн. конф. Благовещенск, 2005. С. 210–213.
5. Курбацкий В.Г. Струмяк А.В. Устройство для измерения напряженности электрического и магнитного полей. Патент РФ №44832.

РАЗРАБОТКА БИБЛИОТЕКИ ТИПОВЫХ КОРПУСОВ ФИРМЫ SCHROFF НА ОСНОВЕ СТАНДАРТА «ЕВРОМЕХАНИКА»

П.А. Трубин, студент 5 курса каф. КИПР

г. Томск, ТУСУР, РКФ, каф. КИПР conabius@ms.tusur.ru

В настоящее время подавляющее большинство РЭА специального назначения размещается в специализированных корпусах, называемых несущими конструкциями.

Несущие конструкции предназначены для размещения компонентов электронных средств и обеспечения их функционирования в реальных условиях эксплуатации. Их использование позволяет улучшить компоновку, теплоотвод, экранирование и заземление, а также повысить надежность и технологичность составных частей и изделия в целом.

Существует несколько стандартов для изготовления несущих конструкций. **Устаревшие** – базовые несущие конструкции (БНК) применяемые в РЭС, построенные по модульному принципу. БНК предназначены для обеспечения:

- конструктивной совместимости;
- размерной взаимозаменяемости по габаритам и монтажным разъемам (фиксирующие отверстия, контуры и т.д.) электронных модулей;
- рационального использования площади и объема носителей;
- технологичности конструкций[4].

Кроме того, использование БНК позволяет улучшить ремонтпригодность ЭС.

Современные – таких стандартов несколько. В нашем случае рассмотрен стандарт **ЕВРОМЕХАНИКА**. В данном стандарте приняты собственные единицы высоты и ширины: единица ширины TE. 1 TE = 5,08 мм (0,2"). единица высоты HE. 1 HE = 44,45 мм. Иногда также обозначается как U. Глубина измеряется в миллиметрах [2].

Существует большое количество исчерпывающей информации по типовым корпусам: различные каталоги от фирм производителей, различные электронные каталоги. Но на данный момент не существует унифицированной библиотеки типовых корпусов. Нами представлено небольшое семейство типовых корпусов заключенное в библиотеку программного пакета SolidWorks. Существуют аналогичные библиотеки в других САПР, например, PCAD, где существуют многочисленные библиотеки элементов от разных фирм производителей. Наличие таких библиотек избавляет конструкторов и проектировщиков от рутинной работы по созданию набора типовых конструкций элементов. Следо-

вательно, большее внимание можно уделить на творческие, неформализованные этапы. В нашем случае отличие составляет лишь то, что мы имеем дело не с плоскостной (2D) моделью, а с пространственной (3D) моделью. Было решено реализовать данную идею в программном пакете SolidWorks, так как на кафедре КИПР имеется лицензионная версия данного программного пакета, выигранная по гранту. Также SolidWorks широко распространенная программа, которая применяется в различных областях производства. SolidWorks обладает широкими функциональными возможностями по созданию трехмерных моделей различных конструкций. Комплексные программные решения SolidWorks Russia включают в себя высокоэффективную САПР SolidWorks, систему электронного документооборота SWR-PDM и весь спектр специализированных модулей для инженерных расчетов, подготовки управляющих программ для станков с ЧПУ, обеспечивает полноценную поддержку ЕСКД. Приложение SolidWorks – Cosmos являющееся расчетным модулем, позволяет выполнить весь спектр инженерных расчетов[1].

При помощи пакета SolidWorks в данной работе были созданы отдельные детали, а затем сделаны сборки различных конфигураций корпусов фирмы Schroff, удовлетворяющие стандарту Евромеханика. В процессе работы использовались стандартные базы крепежных элементов. Программа SolidWorks, по уже созданной трехмерной модели, выполняет чертежи с нанесением размеров, вырезов, разрезов, выделения всевозможных видов. Использовались возможности создания анимаций при разнесении сборок и вращении отдельных деталей.

В данной работе представлена возможность создания электронной библиотеки корпусов от фирмы Schroff, что дает начало по созданию унифицированной библиотеки корпусов от различных производителей. Данная библиотека позволит конструкторам и проектировщикам без особых затрат времени производить расстановку печатных узлов внутри различных корпусов, производить их компоновку внутри корпуса, что позволит примерно оценить расход монтажных материалов: жгутов, соединительных шлейфов ит.д. В перспективе планируется создание семейства монтажных корпусов от различных фирм производителей.

Подводя итог, можно выделить следующие важные аспекты:

1. Появление САПР трехмерного моделирования и современные аппаратные возможности ПК позволяют реализовать достаточно сложные инженерные проекты по безбумажной и безмакетной технологии. Цикл проектирования заметно сокращается, экономятся временной и материальный ресурсы.

2. Разработка библиотеки типовых корпусов позволяет впоследствии рационально организовать работу конструктора, сосредоточить его внимание на творческих, неформализованных аспектах работы.

3. В перспективе возможно создание полноценных трехмерных моделей объектов РЭА, включающих все иерархические уровни: от микросхемы (микросборки) и до специализированных стоек, шкафов и т.п.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Мюппей К.* «SolidWorks 2004», 6-е издание: Пер. с англ. Киев; Москва; Санкт-Петербург; Издательский дом «Вильямс», 2004г.
2. www.AT-E.ru
3. www.Schroff.com
4. *ГОСТ Р 51623-2000.* Конструкции несущие базовые радиоэлектронных средств. Система построения и координатные размеры.

АНЕМОМЕТР ЦИФРОВОЙ

С.А. Воронов, студент 5 курса

ТУСУР, г. Томск, т. +79039536189, semjon20@mail.ru

Анемометр предназначен для измерения скорости газозвдушных потоков. При обеспечении безопасности горных работ измерение расхода и скорости газов имеет одно из первостепенных значений. Так, измерение расхода воздуха, проходящего по горным выработкам и поступающего в забои, позволяет обеспечить объективный контроль эффективности их проветривания. В сочетании с измерением концентраций вредных примесей в рудничной атмосфере получение данных о количестве воздуха, расходуемого в единицу времени, позволяет оценить статические и динамические свойства источников выделения этих примесей, выявить обусловленные ими опасности и принять оперативные меры для снижения степени выявленной опасности.

К анемометрам предъявляются следующие требования: необходимо обеспечить достаточную точность измерений, низкое энергопотребление, возможность использования устройства в жестких шахтных условиях (недостаточное освещение, влажность, пыль).

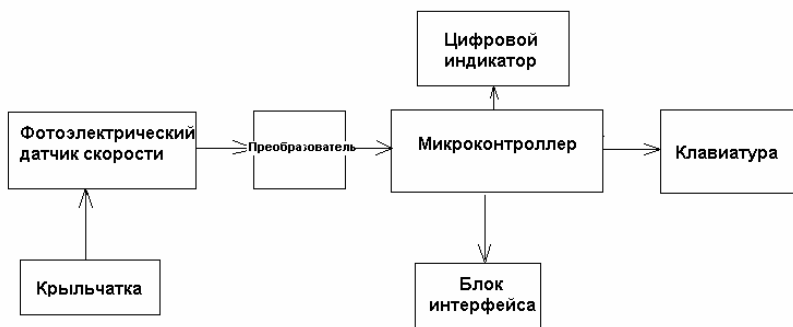
Существующие приборы измерения скорости воздушного потока неудобны тем, что имеют либо большие габариты, либо низкую точность измерений, а также большую трудоемкость в производстве замеров. Для работы с некоторыми приборами требуется секундомер.

Целью проектирования является разработка способов уменьшения погрешности измерения, увеличения диапазона измеряемых скоростей воздушного потока, подключения прибора к ПК для упрощения обработки измеренных данных, а также простота обращения и ведения замеров.

Создаваемый прибор включает в себя: первичный преобразователь, преобразователь уровня, контроллер, устройство управления, устройство индикации.

В разрабатываемом приборе используется фотоэлектрический метод измерения скорости воздушных потоков. Суть метода заключается в следующем: световой луч, попадающий на фотоэлемент от источника излучения, периодически перекрывается лопастями крыльчатки или периодически отражается от ее зеркальных поверхностей. Частота модуляции сигнала фотоэлемента, пропорциональная расходу воздуха, может контролироваться схемой со встроенным генератором стабильной частоты или другим измерителем, отградуированным в единицах с скорости или расхода. Достоинство приборов с фотоэлектрическим методом: простота, надежность, низкое энергопотребление.

На рисунке приведена структурная схема разрабатываемого анемометра.



Структурная схема анемометра цифрового

Из схемы видно, что снимаемый с фотоэлектрического датчика скорости импульсный сигнал подается на преобразователь, где он обрабатывается до требуемого уровня, что дает возможность подавать его непосредственно на входные порты микроконтроллера.

Управляющая программа микроконтроллера хранится в flash-памяти, что обеспечивает возможность расширения функций схемы, путем ее перепрограммирования.

Функциональная схема устройства индикации построена следующим образом. При вводе оператором команды с клавиатуры, процессор, выдает сигнал запроса данных с датчика скорости. Микроконтроллер выполняет функцию определения частоты импульсов сигнала в диапазоне 25 Гц – 50 кГц поданного на счетный вход МК.

Считанная информация накапливается в ОЗУ, отображается на цифровом индикаторе, а также может быть передана в персональный компьютер, по стандартному интерфейсу RS-232, благодаря встроенному контроллеру.

ЛИТЕРАТУРА

- 1 Карпов Е.Ф., Биренберг И.Э., Басовский Б.И. Автоматическая газовая защита и контроль рудничной атмосферы. М.: Недра, 1984. 285 с.
- 2 Туричин А.М., Новицкий П.В., Левишина Е.С., Гутников В.С., Спектор С.А., Зограф И.А., Аршанский Б.Э., Кнорринг В.Г., Пресняков П.Д. Электрические измерения неэлектрических величин. Изд. 5-е, перераб. и доп. Л., Энергия, 1975. 576 с.
- 3 Технический паспорт устройства измерения скорости потока воздуха АПР2.

УСТРОЙСТВО СБОРА И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ ШАХТНОЙ АТМОСФЕРЫ

*С.А. Воронов, Д.В. Филинов, студенты 5 курса
ТУСУР, г. Томск, т. +79039536189, semjon20@mail.ru*

Контроль и управление параметрами шахтной атмосферы является одним из основных факторов обеспечения безопасных условий труда рабочих в подземных горных выработках.

Большинство из аппаратных средств поверхностного комплекта участка автоматического газового контроля (АГК) реализовано на морально устаревшей элементной базе, не позволяющей реализовать высокоэффективную автоматизацию процессов контроля и учета параметров состояния рудничной атмосферы.

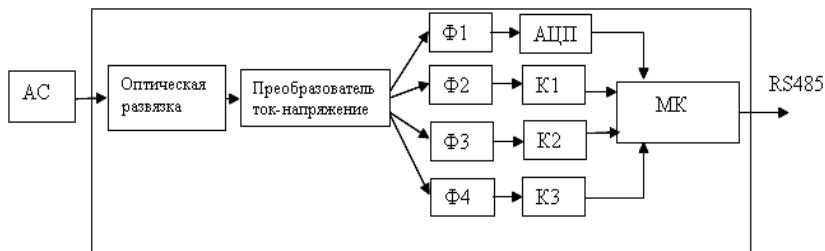
На основании анализа нынешнего состояния аппаратных средств сбора, первичной обработки, визуализации и регистрации параметров системы контроля шахтной атмосферы был сделан вывод о необходимости разработки поверхностного комплекса аппаратных средств приема и первичной обработки сигналов от подземных датчиков, обеспечивающего универсальное сопряжение с вычислительной аппаратурой.

В настоящее время произвести полную замену устаревшей системы «Метан» на принципиально новую компьютеризированную систему контроля не представляется возможным в силу ряда причин. Прежде всего для этого необходимы большие финансовые вложения, также требуются серьезные испытательные процедуры для разрабатываемых систем. Было решено разработать наземное устройство сбора и обработки информации, которое должно принимать сигналы от существующих ныне сигнализаторов АТ1-1 и АТ3-1 системы «Метан». Разрабатываемое устройство должно вести сбор информационных сигналов от подземной части системы «Метан», производить преобразование этих сигналов в цифровой вид, производить измерение содержания метана в различных точках шахты, передавать эту информацию на ЭВМ.

Подземная часть системы «Метан» представляет собой разветвленную сеть аппаратов сигнализации АТ1-1 или АТ3-1. Аппарат сигнализации АТ1-1 контролирует концентрацию метана в одной точке, АТ3-1 – в трех точках. Количественное содержание метана в воздухе определяется путем беспламенного сжигания метана на поверхности платино-паладиевого катализатора при температуре 400°C и измерения выделившегося при этом тепла. Затем датчик производит преобразование теплового сигнала в электрический. Информация о содержании метана поступает в наземную часть системы в виде частотного токового сигнала.

Таким образом ставится задача о преобразовании токового сигнала в сигнал напряжения, и дальнейшая оцифровка его для передачи в ЭВМ.

На рисунке приведена структурная схема разрабатываемого устройства.



Структурная схема устройства сбора и обработки информации системы контроля шахтной атмосферы

Токовый сигнал от подземных аппаратов сигнализации АС поступает на узел оптической развязки по току. Преобразователь

ток-напряжение преобразовывает токовый сигнал АС в сигнал напряжения. Затем на фильтрах Ф2, Ф3, Ф4 производится выделение частот 14, 20 и 26 кГц соответственно и в компараторах К1, К2, К3 формируются логические сигналы наличие которых говорит о работоспособности датчиков метана в АС. Эти сигналы поступают в микроконтроллер МК. В фильтре Ф1 происходит выделение постоянной составляющей частотного сигнала, величина которой информирует о процентном содержании метана. АЦП производит преобразование сигнала в цифровой вид и подает оцифрованный сигнал на порт МК. Полученная информация передается на ЭВМ по интерфейсу RS485.

ЛИТЕРАТУРА

1. Карпов Е.Ф., Биренберг И.Э., Басовский Б.И. Автоматическая газовая защита и контроль рудничной атмосферы. М.: Недра, 1984. 285 с.
2. Туричин А.М., Новицкий П.В., Левшина Е.С., Гутников В.С., Спектор С.А., Зограф И.А., Аришанский Б.Э., Кнорринг В.Г., Пресняков П.Д. Электрические измерения неэлектрических величин. Изд. 5-е, перераб. И доп. Л., Энергия, 1975. 576 с.
3. 1364.01.00.000 РЭ Анализаторы метана АТ1-1 и АТ3-1. Руководство по эксплуатации. Завод «Красный металлист». 1991г.

ИНТЕГРИРОВАННЫЕ ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Председатель – Катаев М.Ю., д.т.н., профессор каф. АСУ

ПРИМЕНЕНИЕ КОМПЬЮТЕРНЫХ АЛГОРИТМОВ К ЗАДАЧАМ ОБРАБОТКИ И АНАЛИЗА СПУТНИКОВЫХ ДАННЫХ

*Ф.С. Бушланов, студент 5 курса каф. АСУ
ТУСУР, г. Томск, т. 522509, satelliteteam@ngs.ru*

В работе представлена методика и результаты обработки данных спутников серии NOAA прибора AVHRR. Для обработки спутниковых данных автором разработано программное обеспечение, которое позволяет считывать данные в формате HRPT, проводить их калибровку и анализ с помощью специальных или произвольного вида индексов. Методика применена для анализа территории крупного промышленного центра.

Индексы тематической обработки

Тематическая обработка предварительно калиброванных спутниковых данных позволяет выявить множество важных характеристик земной поверхности, таких как тип и температура земной поверхности, состояние растительного покрова, тип облачности (так называемые маски облачности) и другие. Например, информацию о растительности (тип, количество) можно получить с использованием индекса вегетации. Индекс изменяется в диапазоне от минус 1 до плюс 1, положительные значения соответствуют твердой, а отрицательные водной поверхности. Для расчета индекса вегетации известно много алгоритмов [1].

Знание температуры подстилающей поверхности земли (ТПП) позволяет выявлять на поверхности Земли разнообразные очаги тепловых аномалий, такие как лесные пожары, производственные выбросы, а также выявлять облачность и водную поверхность [2].

Индекс загрязнения имеет максимальное значение в местах с минимальным содержанием растительности и максимальной температурой, что косвенно говорит о экологической загрязненности данной местности. Индекс рассчитывается с использованием данных видимого и дальнего инфракрасного каналов.

Анализ территории крупного промышленного центра

Для обработки данных спутникового прибора AVHRR нами было разработано программное приложение SatelliteExplorer [3]. Программа позволяет считывать данные в формате HRPT, проводить их калибровку. Предусмотрен расчет большого количества индексов – ТПП (7 алгоритмов), индекса вегетации (5 алгоритмов), общего альбедо поверхности (8 алгоритмов), возможен расчет произвольных индексов и масок по формулам пользователя.

Для анализа с использованием спутниковых данных была выбрана территория г.Томска. Рассмотрим состояние исследуемого участка летом. На рис. 1 приведена ТПП территории, на рис. 2 приведен индекс загрязнения, на рис. 3 приведен индекс вегетации NDVI.

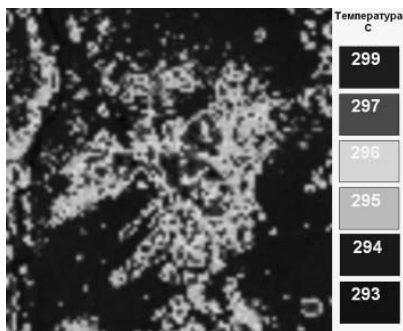


Рис. 1. ТПП

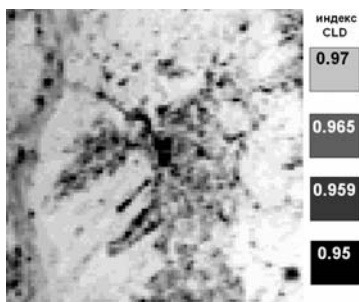


Рис. 2. Индекс загрязнения

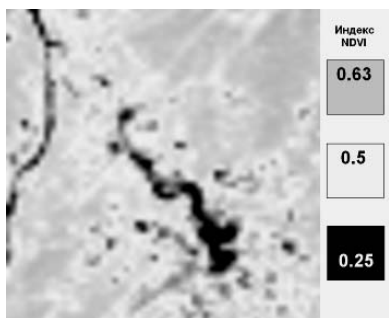


Рис. 3. Индекс вегетации

Анализируя индекс вегетации видны русла крупных рек Обь и Томь. Крупные и мелкие населенные пункты выделяются пониженными величинами индекса и имеют четко очерченные границы. Особо выделяется территория города Томска и его три самых густонаселенных района. Места с пониженными значениями индекса вегетации удобно изучать по индексу ТПП. По его значениям хорошо прослеживаются мелкие и крупные

водные участки, населенные пункты и все объекты, характеризующиеся температурными отклонениями. В частности, на территории города

Томска прослеживаются два крупных парка, где температура летом понижена в связи с отсутствием транспорта и высоких концентраций выхлопных газов. Места с потенциально возможными загрязняющими выбросами в атмосферу можно определять, используя индекс загрязнения, который имеет максимальное значение в центральной части города Томска и в местах расположения крупных промышленных объектов.

Заключение

В результате работы получены данные исследований территории промышленного центра – города Томска и прилегающих территорий с использованием разработанного программного приложения. Исползованные в работе спутниковые данные были получены для летних условий. Тем не менее, ряд других факторов, таких как время суток и положение солнца могут существенно повлиять на полученные результаты. Характер и степень влияния вышеперечисленных факторов будут рассмотрены в последующих работах.

Автор благодарит своего научного руководителя профессора кафедры АСУ Катаева М.Ю. за предоставленную тему исследований.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Domenikiotis C., Loukas A., Dalezios N.R.* The use of NOAA/AVHRR satellite data for monitoring and assessment of forest fires and floods. *Natural Hazards and Earth System Sciences*. 2003. V. 3. P. 34–39.
2. *Yann H. Kerr.* Land surface temperature retrieval techniques and applications (case of AVHRR). Jean Pierre Lagouarde INRA, 1999.
3. *Бушланов Ф.С.* Информационные системы, выпуск 3. Труды постоянно действующей научно-технической школы семинара. Томск: ТУСУР, 2004. с. 35–38.

РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗАЦИИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ ДЛЯ АСУ ТП

Д.В. Чернаков, м.н.с.

*Конструкторско-технологический институт
вычислительной техники СО РАН, Новосибирск, м.н.с., т. 333-26-15
E-mail: dziman@kti.nsc.ru*

Понятие языка технологического программирования (ЯТП) ранее связывалось с реализацией алгоритмов управления для контроллеров. Первым решением был язык релейно-контактных схем (РКС). Но для

написания программ на таких языках требовались профессиональные программисты, а сам процесс был достаточно трудоемким. Технологические языки программирования должны быть доступны не только программисту, но и технологу. Развитие ЯТП вызвало потребность стандартизации наиболее часто разрабатываемых и используемых языков технологического программирования. В 1992 г. Международная Электротехническая комиссия выпустила стандарт IEC-1131 [1], который описывает лишь общие правила и понятия языка.

Наиболее часто упоминаются инструментальные системы UltraLogik [2] и ISaGRAF [3], предназначенные для разработки прикладного программного обеспечения интеллектуальных контроллеров.

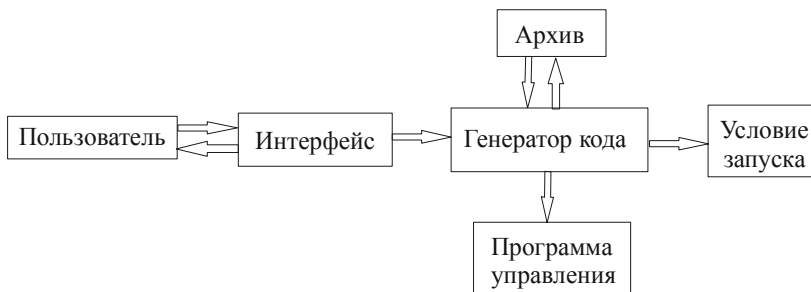
Основным недостатком выше перечисленных ЯТП является низкая скорость разработки программ управления по сравнению с алгоритмическими языками программирования, такими как C++, Pascal, VBA. А так же эти ЯТП незначительно упрощают работу технолога при разработке алгоритмов управления, требуя от него достаточно высоких навыков программирования.

При разработке Автоматизированной системы управления технологическими процессами Северомуйского тоннеля [4] появилась идея разделить работу программиста и технолога, дав возможность технологу создавать программы управления на уровне объектов управления (например: калорифер, вентилятор) и аналоговых параметров (например: температура, давление). Для этого был создан конструктор программ управления, который позволяет создавать программы управления под операционные системы Windows NT, QNX4.25, Solaris8, используя графический интерфейс.

Конструктор программ управления состоит из следующих компонентов:

- оконный пользовательский интерфейс для интерактивного построения пошаговых программ автоматического управления;
- пользовательский интерфейс для интерактивного построения условий автоматического управления;
- архив для хранения разработанных пошаговых программ автоматического управления;
- генератор кода для автоматической генерации исполняемого кода корректной программы автоматического управления на языке C++.

Система предоставляет пользователю простой оконный интерфейс для разработки, редактирования и хранения программ управления. Система предоставляет возможность автоматической генерации программы управления на языке C++, при необходимости распределенную.



Структура Конструктора программ управления

Каждая программа автоматического управления состоит из шагов исполнения, подпрограмм и комментариев. Условие запуска представлено в виде логического выражения, операндами которого являются простые логические условия (операции сравнения).

Шаг исполнения является некоторой командой (включить, выключить и т. д.) над объектом управления. Шаг исполнения представляет собой строку, содержащую не редактируемое поле «Имя шага» (например, Шаг 2), и редактируемые поля «Тип объекта» (например, Вентилятор), «Имя объекта» (например, Вентилятор ЗП-В1 (VWB01), где в скобках указан внутренний формальный код этого объекта), Действие над объектом» (например, Включить), «Следующий шаг» и «Альтернативный шаг». Если команда шага выполнена успешно, то происходит переход на выполнение «Следующего шага», в противном случае – происходит переход на выполнение «Альтернативного шага».

Подпрограмма (часть программы управления), хранящаяся в отдельном файле. Подпрограмма служит для более компактной записи программ управления и возможности переиспользования неоднократно встречающихся частей. Комментарий – это неисполняемый элемент программы управления, содержащий произвольный текст.

Условия автоматического запуска задаются в графическом виде. При их создании задаются логические условия, включающие значение аналоговых параметров или состояния объекта управления и указывается действие. Действием может быть как выполнение пошаговой программы управления, так и изменение состояния отдельного объекта управления.

Код программы управления генерируется на основе инструкций заданных пользователем системы, используя библиотеку классов, которая содержит внутреннюю логику объектов управления и функции для работы с программной шиной данных [5]. Большинство объектов управления имеют одинаковую логику работы с точки зрения первич-

ных сигналов, что позволяет переиспользовать библиотеку классов при разработке различных АСУ ТП. В случае появления объекта управления, не поддерживаемого библиотекой классов, программист может дополнить ее, причем работая параллельно с технологом, что увеличивает скорость разработки.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Спецификация стандарта IEC 1131-3* (www.hike.te.chiba-u.ac.jp/ikeda/IEC)
2. *Основные функции системы UltraLogik. Документация системы UltraLogik фирмы ProSoft* (www.prosoft.ru)
3. *Инструментальная система программирования логических контроллеров ISaGRAF. Учебное пособие. Издание второе, перераб. и дополн./ М.А. Шамашов. Самара, 1997.*
4. *Пищик Б.Н., Нескородев В.Д., Воронцова Л.А., Дедух Л.А., Йосифов П.В., Казаков В.П., Осокина Т.М. Федоров А.И., Чернаков Д.В. Автоматизированная система управления Северомуйским тоннелем // III всероссийская научная молодежная конференция «Под знаком Σ» Материалы конференции г. Омск. 2005.*
5. *Pishchik B.N., Khundoyev A.A., Shevchenko D.O. Signal transmission in SCADA system. //Proceedings of the IASTED International Conference «Automation, Control and Information Technology», June 10-13, Russia, Novosibirsk, 2002.*

АВТОМАТИЗАЦИЯ КОНТРОЛЯ ЭЛЕКТРОННОГО ДОКУМЕНТООБОРОТА ТОРГОВОЙ ОРГАНИЗАЦИИ

В.А. Горитова, студентка 5 курса каф. АСУ

ТУСУР, г. Томск

Любая современная компания имеет дело с огромным количеством информации: звонки от клиентов, связи с поставщиками и партнерами, бухгалтерские документы и т.д. Такое количество информации является, с одной стороны, позитивным фактором (так как любая компания заинтересована в том, чтобы владеть информацией о клиентах, поставщиках и т.п.), а с другой стороны, большие объемы информации могут замедлить работу компании. Причиной тому является нерегулируемый оборот данных. Именно регулированием информации и должны заниматься электронные системы документооборота.

Перед автором данной работы была поставлена задача по автоматизации контроля электронного документооборота торговой организации в программном комплексе «Домино». В настоящее время на многих предприятиях такой контроль не осуществляется вовсе. И только некоторые предприятия используют для контроля документооборота автоматизированные системы.

Но на сегодняшний день ни одна из отечественных компаний не может показать до конца проработанной, завершенной комплексной системы для розничной и оптовой торговли. На практике оказываются хорошо продуманными несколько функциональных задач, остальные решены поверхностно и не могут удовлетворять всем требованиям, предъявляемым клиентами. Однако необходимо отметить, что возможности отечественных продуктов заметно выросли за последнее время, и эта тенденция сохраняется.

Что же касается зарубежных комплексных программных решений, то они зачастую предлагают даже избыточные функции учета и планирования движения материальных потоков на предприятии, однако обладают весьма скромными возможностями бухгалтерского учета (кроме того, в них нет привязки к российской специфике); налоговый учет вести в них также проблематично. Заметим, что и стоимость поставки и внедрения подобных решений обычно высока (в 3 – 5 раз выше по сравнению с российскими разработками).

В настоящее время возникла проблема, которая заключается в повышении адекватности информации, обрабатываемой в ИС, путем формального описания бизнес-процессов организации и автоматизированного контроля правильности их отображения в ИС. Решение данной проблемы представлено модулем к уже существующей системе «Домино 7.4» в конкретной организации. Но эта система не отражает всех требований пользователей, так как она не осуществляет контроль правильности информации, обрабатываемой в ИС, вследствие чего и появилась необходимость в решении поставленной в данной работе проблемы.

Программный комплекс «Домино» – информационная система для комплексного управления бизнесом в различных отраслях (в частности, в розничной и оптовой торговле), позволяющая эффективно использовать все имеющиеся ресурсы.

Функциональные модули системы «Домино» построены на основе прикладной платформы «Домино» и фактически являются системой настроек этой платформы. Большой набор реализованных возможностей позволяет удовлетворять практически любые потребности пользователей: от маленького магазина до сети супермаркетов.

Программный комплекс «Домино» предназначен для работников бухгалтерии, помогая проводить расчеты с поставщиками и покупателями товаров, получать всю необходимую бухгалтерскую отчетность и др., а также для руководителей предприятий, позволяя анализировать текущее состояние, прогнозировать стратегию развития предприятия.

Данный комплекс обеспечивает надежное хранение, обработку и целостность информации, кроме того он содержит средства много-

уровневой защиты информации от несанкционированного доступа и ограничения допустимых действий для каждого пользователя.

Модуль, созданный на программном языке системы «Домино 7.4» для решения поставленной в данной работе проблемы, использует следующие основные потоки информации:

- характеристики товара (наименование, группа, поставщик, изготовитель, себестоимость, продажная цена, штрих-код, остаток);
- данные о движении товаров (остатки каждого товара, продажи за заданный интервал времени, приходы за заданный интервал);
- данные о вырученных средствах;
- состояние взаиморасчетов с поставщиками (текущий долг, просроченные оплаты, предоплаты).

Главная функция данного модуля заключается в контроле корректности введенных и обрабатываемых в ИС электронных документов. Эта функция реализована на следующих этапах деятельности организации: заказ товара, принятие товара на склад, продажа товара, расчеты за проданный товар.

Входные данные (документы) для модуля находятся в самой системе «Домино». Эти данные поступают в систему в виде:

- заявки на поставку товара;
- товарно-транспортной накладной;
- счета-фактуры;
- платежного поручения;
- списка сертификатов соответствия (где указывается номер сертификата).

Резюмируя все вышеизложенное, можно сделать вывод о том, что электронный документооборот является необходимым условием развития организации. Его внедрение – это практическое осмысление и реализация научной теории, а также передового опыта управления. Создание единых корпоративных стандартов, регламентов взаимодействия, развитие компьютерной инфраструктуры, повышение профессионального уровня персонала создают реальные условия для совершенствования эффективности бизнес-процессов компании.

Также необходимо отметить, что созданный модуль к системе «Домино 7.4» предназначен для контроля корректности введенной и обрабатываемой в ИС информации. Кроме того, нужно выделить некоторые моменты, которые помогают обосновать выбор программного языка системы «Домино» для написания данного модуля. Эту систему удобно использовать, потому что не нужно передавать данные из одной системы в другую, так как и база данных и разработанный модуль находятся в одной системе, к тому же, как отмечалось ранее, на предприятии уже используется система «Домино 7.4», т.е. интерфейс данной системы является привычным и знакомым для пользователя.

АВТОМАТИЗАЦИЯ УПРАВЛЕНЧЕСКОГО УЧЕТА ВНЕБЮДЖЕТНОЙ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ

М.В. Григорьева, ст. преподаватель каф. АСУ;

Е.Г. Картавая, студентка 5 курса каф. АСУ

ТУСУР, г. Томск, т. 41-35-06, marina@asu.tusur.ru

В Томском государственном университете систем управления и радиоэлектроники согласно Положению о предоставлении дополнительных платных образовательных услуг внебюджетная образовательная деятельность включает все виды образовательных услуг, не запрещенные законодательством. Кафедра автоматизированных систем управления (АСУ) является одним из подразделений ТУСУРа, которое предоставляет образовательные услуги на основе полного возмещения затрат по различным формам и технологиям обучения: дневное, заочное, очно-заочное, дистанционное обучение в Томске и в других городах.

Высокие требования рынка к уровню качества образования требуют новых подходов и организационно-экономических механизмов управления, одним из которых является децентрализация управления вузом и создания на ее основе системы управленческого учета по центрам ответственности.

В докладе рассматриваются вопросы автоматизации управленческого учета внебюджетной образовательной деятельности подразделения вуза на примере кафедры АСУ ТУСУР.

Ключевым в управленческом учете является понятие «центра ответственности», которое предполагает определение степени ответственности конкретных лиц за финансовые результаты своей работы. Выделяется четыре типа центров ответственности, характеризующихся различной степенью финансовой ответственности и управленческих полномочий руководителей центров: центр затрат отвечает за измерение и фиксацию затрат на входе в центр ответственности; центр доходов отвечает за фиксацию результатов деятельности центра на выходе; центр прибыли – за измерение и фиксацию издержек на входе в центр ответственности, затрат внутри этого центра, конечных результатов его деятельности на выходе; центр инвестиций – за измерение и контроль затрат и доходов центра ответственности, а также оценку эффективности использования инвестиций.

Кафедра в ТУСУРе является основным звеном, обеспечивающим образовательную деятельность, то есть является центром затрат. Кафедра также оказывает платные образовательные услуги в рамках нормативных документов ТУСУРа, самостоятельно занимаясь новым набором студентов и слушателей. В этом случае кафедра является цен-

тром прибыли, так как руководитель кафедры принимает решение по размеру ожидаемой выручки и по количеству потребляемых ресурсов. Целью центра прибыли является получение максимальной прибыли путем оптимального сочетания величины затрат, количества выпускаемых студентов и стоимости обучения. Руководство кафедры решает целый ряд управленческих задач, как финансового характера, так и нефинансового характера.

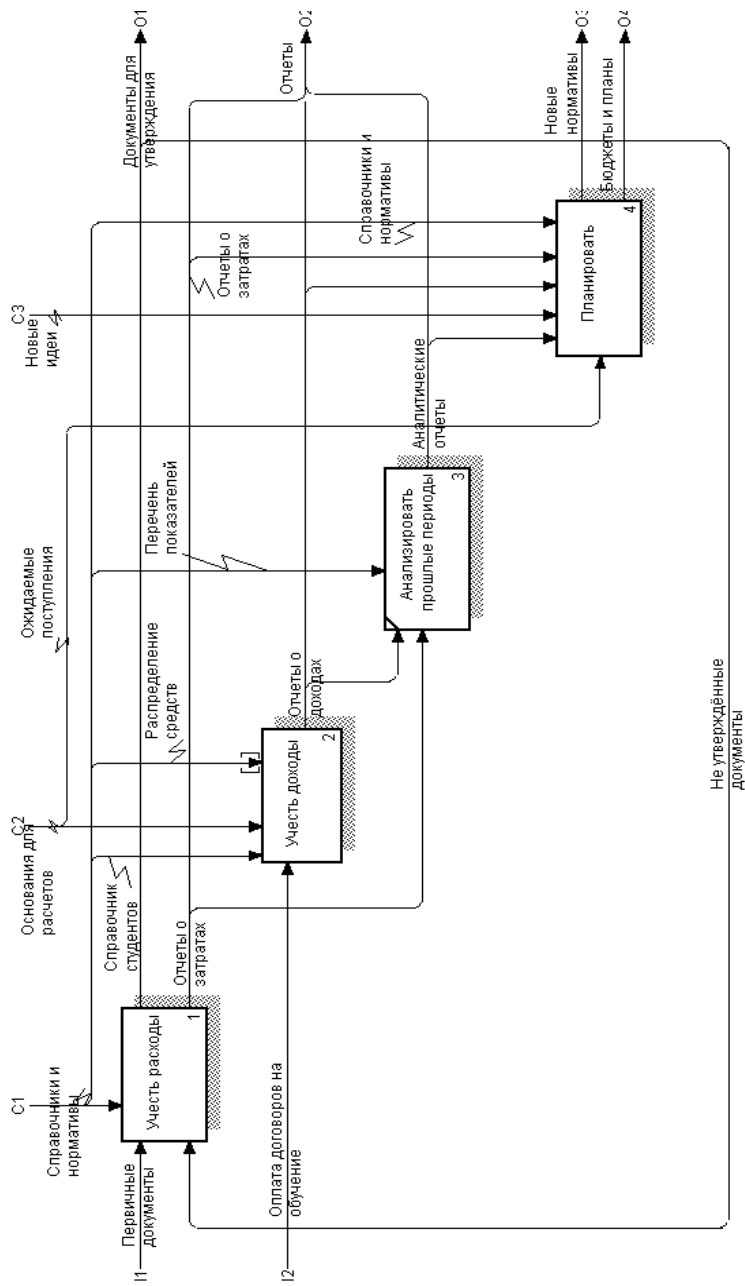
Основной задачей управленческого учета является формирование специальных отчетов для поддержки принимаемых решений, эти отчеты не могут формироваться системой бухгалтерского учета, базируясь только на бухгалтерских данных, так как эти данные предназначены для налоговой и финансовой отчетности и имеют обобщенный вид. Данные для управленческого учета должны быть более конкретизированными, ориентированными на решение задач именно управленческого учета. Полный комплекс этих задач достаточно широк: учет и анализ затрат; калькуляция себестоимости; анализ безубыточности направлений образовательной деятельности; принятие решений по ценообразованию новых видов образовательных услуг; контроль качества; прогнозирование ожидаемых в будущем событий, исходя из анализа прошлых периодов и др.

Существующие на рынке программные продукты автоматизации управленческого учета имеют ряд недостатков: несоответствие функциональных возможностей требованиям организации и ее структуры, избыточность функций, проблемы обмена данными.

В ТУСУРе создана автоматизированная информационная система (АИС) «Университет», предназначенная для информационной поддержки основных видов деятельности вуза, некоторые подсистемы этой АИС успешно используются на кафедрах и факультетах ТУСУРа, но эта система не ориентирована на управленческий учет в структурных подразделениях.

На кафедре АСУ разрабатывается информационная система управленческого учета образовательных услуг (ИС УУОУ). На рисунке 1 приведена декомпозиция первого уровня, на котором все процессы управленческого учета кафедры разделены на 4 блока: «Учесть расходы», «Учесть доходы», «Анализировать прошлые периоды» и «Планировать».

Блок «Учет расходов» включает в себя учет расходов на заработную плату преподавателям и учебно-вспомогательному персоналу, а также учет прочих расходов (материальные расходы, расходы на услуги, расходы на социальные нужды, командировочные расходы), группировку расходов для целей управленческого учета.



Функциональная модель ИС УУОУ

Блок «Учет доходов» включает в себя ввод данных о доходах, формирование отчетов о доходах, распределение полученных средств по источникам затрат.

Блок «Анализировать прошлые периоды» предназначен для формирования различных аналитических отчетов.

Блок «Планировать» включает в себя определение стратегии, принятие управленческих решений, составление бюджетов и планов на разные перспективы.

Информационное обеспечение системы управленческого учета внебюджетной образовательной деятельности кафедры является неотъемлемой частью единой информационной системы вуза. Рассматриваемые в докладе методы проектирования и программирования ИС УУОУ, позволяют формировать массивы данных как из базы данных ТУСУР, так и вводить их из первичных документов и внутренних отчетов подразделения. Интерфейс ИС УУОУ разрабатывается также с учетом интерфейса подсистем АИС «Университет».

В заключении можно сделать вывод, что создание ИС УУОУ как части АИС «Университет» является наиболее перспективным и позволит использовать данный программный продукт во всех подразделениях вуза.

АЛГОРИТМ ИДЕНТИФИКАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ВЫЧИСЛЕНИЯ РАССТОЯНИЯ ДО ОПОРНОЙ ГИПЕРПЛОСКОСТИ КЛАССА ИЗОБРАЖЕНИЙ

Н.Ю. Губанов, студент 4 курса РФФ

*Томский государственный университет, г. Томск,
kolya990@mail. Ru*

Одной из важнейших задач обработки и анализа изображений является задача идентификации (сравнения) изображений. В настоящее время для решения этой проблемы созданы и разрабатываются различные алгоритмы и методы. Среди них следует отметить методы, основанные на поэлементном сравнении участков изображения [1], статистическое сравнение (факторный и кластерный анализ [2]) и ряд других. Для всех этих методов характерны два основных недостатка – высокая трудоемкость и достаточно невысокая достоверность.

В работе предлагается метод, основанный на следующей последовательности:

- вычисления параметров опорной гиперплоскости для класса изображений;
- оценка расстояния произвольного изображения до опорной гиперплоскости класса.

В качестве формализованных характеристик описания изображений используются алгебраические моменты изображения [3]:

$$\mu_{\alpha\beta} = \iint_{\infty} f(x,y) x^{\alpha} y^{\beta} dx dy, \quad (\alpha, \beta) = (\overline{0, n}), \quad (1)$$

где $f(x, y)$ – изображение.

Параметры опорной гиперплоскости вычисляют из решения оптимизационной задачи:

$$L = \sum_{k=1}^n \sum_{j=1}^m \left(A_k x_k^j + A_0 \right)^2 \rightarrow \min, \quad \text{где } x_k - \text{ограниченная последовательность}$$

моментов $\mu_{\alpha\beta}$ (1) j -го изображения, принятая для описания данного класса.

Для выполнения данного условия необходимо, чтобы все производные целевой функции L , $\frac{\partial L}{\partial A_k} = 0$.

В результате получается нормальная система однородных уравнений относительно неизвестных $A_1, A_2, \dots, A_0$:

$$\begin{cases} \frac{\partial L}{\partial A_1} = \sum_{k=1}^n \sum_{j=1}^m \left(A_k x_k^j + A_0 \right) \cdot x_1^j = 0 \\ \frac{\partial L}{\partial A_2} = \sum_{k=1}^n \sum_{j=1}^m \left(A_k x_k^j + A_0 \right) \cdot x_2^j = 0 \\ \dots \\ \frac{\partial L}{\partial A_0} = \sum_{k=1}^n \sum_{j=1}^m \left(A_k x_k^j + A_0 \right) = 0 \end{cases}$$

В связи с тем, что динамический разброс моментных характеристик большой (от 10^{-7} до 10^6) матрица нормальной системы является плохо обусловленной. Кроме того, нормальная система является одно-

родной, т.е. она имеет решение только при условии, что ранг матрицы меньше ее размерности [4].

В связи с плохой обусловленностью нормальной системы, для правильного вычисления ранга матрицы производится нормировка матрицы, используя 2-норму: $\|x\|_2 = \sqrt{\sum_{i=1}^n |x_i|^2}$. В этом случае нормальная матрица может быть представлена в виде $\mathbf{A} = \mathbf{B} \cdot \mathbf{C}$, где $\mathbf{B}$ – нормированная матрица, а $\mathbf{C}$ – диагональная матрица, в диагональных элементах которой помещаются Евклидова нормы столбцов исходной матрицы. За счет нормировки динамический диапазон элементов матрицы $\mathbf{B}$ существенно уменьшается, а ранг нормированной матрицы будет определять ранг исходной.

Для вычисления ранга нормированной матрицы используется следующий алгоритм: если $b_{11} \neq 0$, тогда первую строку оставляем без изменений. Ко второй строке прибавляем первую, умноженную на $\left(-\frac{b_{21}}{b_{11}}\right)$. Затем к третьей строке прибавляем первую, умноженную на число $\left(-\frac{b_{31}}{b_{11}}\right)$. Процесс продолжаем до тех пор, пока не получим нуль на первом месте в последней строке. Перестановкой строк и столбцов матрицы с номерами большими единицы добиваемся, чтобы второй элемент строки был отличен от нуля.

Первую и вторую строки оставляем без изменений. К третьей прибавляем вторую, умноженную на $\left(-\frac{b_{32}^{(1)}}{b_{22}^{(1)}}\right)$. В результате получим, что второй элемент третьей строки равен нулю. Затем к четвертой строке прибавляем вторую, умноженную на число $\left(-\frac{b_{42}^{(1)}}{b_{22}^{(1)}}\right)$, и т.д.

На каком-то этапе мы приходим к матрице, у которой все строки, начиная с $(r+1)$ -й, равны нулю. Ранг такой матрицы равен r .

Используя корректно вычисленное значение ранга матрицы, находим решение однородной системы уравнений.

Для оценки принадлежности анализируемого изображения к классу

будем использовать величину $\delta = \frac{\sum_{k=1}^N A_k x'_k + A_0}{\sqrt{\sum_{k=1}^N A_k^2}}$ – расстояние до гиперплоскости, где x'_i — формализованные характеристики анализируемого изображения.

Принятие решения о принадлежности к классу изображений осуществляется сравнением внутриклассовых расстояний и расстояния до анализируемого изображения.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Samal A. and Iyengar P.A.* Automatic recognition and analysis of human faces and facial expressions: a survey // *Pattern Recognition*. 1992. Vol. 25. № 1. P. 65–77.
2. *Загоруйко Н.Г.* Методы распознавание и их применение. М.: Сов. Радио, 1972/
3. *Калайда В.Т.* Некоторые проблемы представления и поиска в электронной форме филиграней (водяных знаков) на бумаге книжных памятников / А.И. Елизаров, В.А. Есипова, В.Т. Калайда [и др.] // *Охрана и реставрация культурного наследия Сибири*. Томск, Издательский дом «Курсив», 2002. С. 110–119.
4. *Курош А.Г.* Курс высшей алгебры. М.: Наука, 1968. С. 431.

ОРГАНИЗАЦИЯ ПОИСКОВЫХ СИСТЕМ В СЕТИ ИНТЕРНЕТ

***Н.А. Истомин, студент 4 курса каф. АСУ
ТУСУР, г. Томск, inick@sibmail.com***

В глобальной сети – Интернете стали доступны огромные массы текстовой информации. Это значит, что любая информация в принципе доступна и может быть выведена на любой компьютер, подключенный к сети. Главная задача информационно-поисковой системы – поиск информации, релевантной информационным потребностям пользователя. Под релевантностью понимают соответствие между желаемой и получаемой информацией.

Поисковые системы состоят из пяти отдельных программных компонент:

Паук: (Spider) – это программа, которая скачивает HTML код веб-страницы. Паук не имеет никаких визуальных компонент.

Ползун: (Crawler) как и паук скачивает страницы, он может найти и выделить все ссылки из HTML кода страницы. Это его задача – определять, куда дальше должен идти паук (spider), основываясь на ссылках или исходя из заранее заданного списка адресов.

Индексатор: (Indexer) разбирает страницу на различные ее части и анализирует их. Элементы типа заголовков страниц, заголовков, ссылок, текста, структурных элементов, и других стилевых частей страницы вычленяются и анализируются.

База данных: (Database) – это хранилище всех данных, которые поисковая система скачивает и анализирует.

Система выдачи результатов: (Search Engine Results Engine) решает, какие страницы удовлетворяют запросу пользователя. Это та часть поисковой системы, с которой пользователь имеет дело, осуществляя поиск.

В данном докладе рассмотрены основы организации поисковых систем в сети Интернет, особое внимание уделено системе выдачи результатов (использование морфологического словаря, расчет релевантности, представление результатов). В докладе, также представлено описание авторской реализации отдельных программных компонент.

АЛГОРИТМ ЗАЛИВКИ ЗАМКНУТОГО КОНТУРА

Р.П. Худев, руководитель отдела разработки

Alparysoft R&D, г. Томск, тел. 42-39-17, xp@alparysoft.ru

При решении одной из прикладных задач возникла необходимость заливки замкнутого контура. Поиск дал несколько вариантов решения этой задачи [1–4], но эти варианты нам не подошли из-за большого количества вычислений на контурах, содержащих большое количество точек внутри контура, и, как результат, из-за низкой скорости работы. Кроме того, существующие алгоритмы не позволяют заливать сложные контуры, содержащие самопересечения.

Предложенный вариант характеризуется простой логикой работы, простотой реализации и высокой скоростью работы. В данном методе не используются тригонометрические функции, операции деления и умножения, а так же рекурсивные алгоритмы. В отличие от рекурсивных алгоритмов, в которых количество проверок доходит до 4 или 8 (в зависимости от алгоритма и типа контура) на каждую точку внутри контура, в нашем алгоритме количество проверок в среднем не превышает 2 на каждую точку контура. Это значительно ускоряет процесс заливки на контурах, в которых количество точек внутри контура значительно больше количества точек контура. Кроме того, данный метод позволяет заливать самопересекающиеся контура – как целиком, так и любые его части по отдельности.

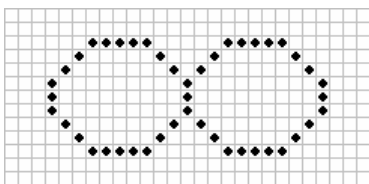


Рис. 1

Итак, задача:

Дан массив точек, размером X на Y .

Имеем замкнутый четырех- или восьми- связный контур, точки которого по цвету отличаются от фоновых точек (рис. 1).

Необходимо залить все области, находящиеся внутри, либо снаружи данного контура.

Описание алгоритма:

Суть алгоритма заключается в том, чтобы поверх существующего «внутреннего контура» построить «внешний контур», а затем построчно заливать области, в которых между двумя соседними точками «внешнего контура» есть хотя бы одна точка «внутреннего контура». Для этого необходимо выполнить следующие шаги:

1. Необходимо найти любую «наружную» точку контура. Эта точка может быть задана, либо для ее нахождения нужно построчно сканировать изображение до попадания на любую точку контура (рис. 2).

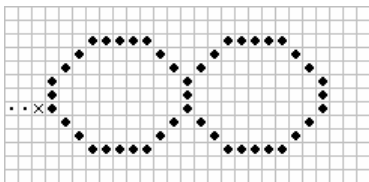


Рис. 2

Строим «внешний контур». Для этого от точки, которую мы нашли в пункте 1, последовательно, в любом направлении, обходим контур и отмечаем точки внешнего контура (рис. 3).

Алгоритм построения «внешнего контура» может быть следующий – у нас имеется первая точка «внешнего контура» (обозначена буквой А на рис. 4), найденная в результате построчного сканирования. Для этой и последующих точек нужно определить первое попав-

шееся «свободное» направление, переместится на одну точку в этом направлении и пометить эту точку как следующую точку «внешнего контура». Далее процесс повторяется до полного построения «внешнего контура». «Свободным» направлением считается одно из четырех возможных направлений, при переходе по которому мы не попадаем на точку «внутреннего контура». Направление, при переходе по которому на следующую точку мы попадаем на точку «внешнего контура», тоже считается «свободным». При этом про-

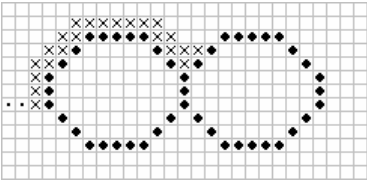


Рис. 3

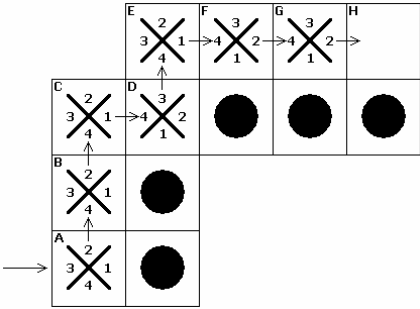


Рис. 4

верка четырех возможных направлений должна осуществляться всегда только по часовой, либо против часовой стрелки. В нашем примере проверка осуществляется против часовой стрелки. Последовательность проверки направлений точек А-Г «внешнего контура» на рисунке обозначена цифрами. Сначала проверяется направление под номером 1, затем 2, 3 и 4. Правило выбора направления 1 следующее – для первой точки направление 1 совпадает с ближайшей точкой «внутреннего контура», для всех остальных точек направление 1 определяется как следующее против часовой стрелки направление от того, с которого мы пришли с предыдущей точки, т.е. направление, откуда мы пришли всегда будет по номером 4. Для наглядности на рис. 4, показана последовательность проверки направлений для нескольких точек «внешнего контура». Вышеописанные правила позволяют построить «внешний контур» с максимальной скоростью, то есть с минимальным количеством проверок «свободных» направлений.

Процесс построения «внешнего контура» заканчивается, когда координаты текущей точки совпадут с координатами начальной точки «внешнего контура» (рис. 5).

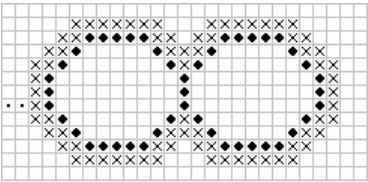


Рис. 5

3. Теперь нужно построочно просканировать прямоугольник, в который вписан контур и при обнаружении между двумя соседними точ-

ками «внешнего» контура хотя бы одной точки «внутреннего» контура мы должны залить всю часть стрики между точками «внешнего» контура, и, при необходимости (если заливка не совпадает с цветом контура), можно исключить из заливки точки «внутреннего» контура. (рис. 6, 7).

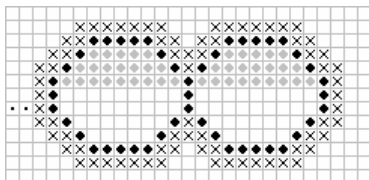


Рис. 6

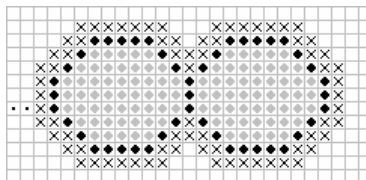


Рис. 7

По такому же принципу можно залить все точки вне контура, для этого после построения «внешнего контура», нужно построчно сканировать картинку и если между границей изображения и точкой «внешнего контура» нет точек «внутреннего контура», либо между двумя точками «внешнего контура» нет точек «внутреннего контура», все точки можно закрашивать цветом заливки.

Если необходимо залить область внутри контура, это можно сделать по такому же принципу. Только в этом случае существующий контур нужно считать «внешним». Далее строится «внутренний контур», и, если между двумя точками «внутреннего контура» нет точек «внешнего контура», все точки между точками «внутреннего контура» можно закрашивать цветом заливки.

Таким образом предложенный алгоритм, в отличие от существующих, позволяет залить все внутренние области как простого, так и самопересекающегося контура любой конфигурации. Также можно залить любую из внутренних областей самопересекающегося контура. Кроме того, данный алгоритм эффективней по скорости работы на тех контурах, количество точек внутри которых значительно больше количества точек самого контура.

ЛИТЕРАТУРА

1. Роджерс Д. Алгоритмические основы машинной графики. Пер. с англ. М.: Мир, 1989. 512 с.
2. П.В. Вельтмандер. Машинная графика. Учеб. пособ. в 3-х кн. Книга 2. Новосибирский государственный университет, 1997.
3. <http://alglib.sources.ru/graphics/fillarea.php>
4. <http://algolist.manual.ru/graphics/fill.php>

CALS-ТЕХНОЛОГИИ НА ЭТАПЕ ПОДГОТОВКИ ЭКСПЛУАТАЦИИ САМОЛЕТОВ

А.В. Кончин, аспирант; В.А. Соловьев, д.т.н., проф.

КнАГТУ, г. Комсомольск-на-Амуре, т. (4217) 53-60-09,

kerapu@knastu.ru

На сегодняшний день ОАО «КнААПО» предлагает своим заказчикам систему интегрированной логистической поддержки. Логистика определяет сбор, распределение и использование информации о выпускаемой продукции, и результатом этого является оптимальная стратегия поддержки изделия не только в производстве, но и в эксплуатации.

С развитием технологий разработки изделий и организации производства возникает проблема, связанная со значительно возросшими объемами информации, сопровождающей жизненный цикл изделия. И как следствие, правильное использование данной информации непосредственным образом влияет на качество выпускаемых изделий, а затем и на их надежность. Это изменение и повлекло за собой необходимость поиска новых подходов, новых решений, новых принципов организации и подхода как к производству в целом, так и поддержки изделия в эксплуатации.

На ОАО КнААПО внедрение CALS технологий в основном охватывает этапы производства и большей части эксплуатации. Так, сейчас ведется активное создание и внедрение «Комплекса интегрированной логистической поддержки» (КИЛП). Одним из основных модулей комплекса, над которым в данный момент идет работа, является модуль «Электронного дела объекта» (ЭДО).

В функции ЭДО входит сбор данных о изделии на таких ответственных этапах его жизненного цикла, как подготовка производства и само производство. Подготовка производства, производство, испытание и выпуск изделия – это такой значительный этап, на котором формируется доэксплуатационная история изделия.

Исходя из технологических маршрутов отдельных изделий, может быть построена информационная структура, определяющая движение информации от подразделения к подразделению. От корректности этих маршрутов в конечном итоге зависит и качество того информационного продукта, который формируется при выпуске основного изделия, и который частично должен будет поставляться эксплуатанту в виде базы данных. Так или иначе, данная информационная система должна быть построена так, чтобы при существующем функционировании производства обеспечивать поддержку желаемого качества продукции на выходе.

В рамках НИОКР ОАО «КнААПО» проведены исследования и получены положительные результаты, что подтверждено свидетельством № 2005611808 об официальной регистрации программы для ЭВМ «Электронное дело объекта», также ведется исследование и применение различных международных стандартов в этой области. Сегодня ведется внедрение результатов в производство. Как уже было сказано выше, работа охватывает взаимодействие различных подразделений и согласно функциональным особенностям подразделений разбита на этапы. Основной задачей является автоматизация формирования эксплуатационной структуры изделия в электронном виде с привязкой к данной структуре всех необходимых документов (чертежи, паспорта, этикетки, вкладыши).

Рассмотрим более подробно описание основных этапов работ на следующей структурной схеме.



Структурная схема формирования ЭДО

Описание данной схемы произведем в контексте проектируемых автоматизированных рабочих мест (АРМ).

1. АРМ отдела главного конструктора (ОГК) – является разработчиком формуляра изделия, ведение ведомости ПКИ, внесение основных данных об изделиях в формуляр. Рабочее место соответственно должно позволять осуществлять ведение формуляра изделия и ведомости ПКИ, формирование стандартных отчетов (извещение об изменении и т.д.).

2. АРМ склада УМТК:

- учет прихода изделия на склад,
- внешний осмотр, проверка на комплектность,

- первичное оформление паспорта и вкладыша,
- учет отправки на испытание в цех входного контроля,
- возврат на склад.

3. АРМ цеха входного контроля позволяет формировать отчеты по отказам, формирование черновиков рекламационных актов, результаты исследований отказавших изделий.

4. АРМ цехов сборки: учет приема и постановки агрегата на объект, ведение вкладыша, учет движения комплектующих элементов (КИ).

5. АРМ цеха окончательной сборки и испытаний помимо учета приема и постановки агрегата на объект, ведения вкладыша, позволяет вести контроль корректности заполнения формуляра и вкладышей КИ установленных на борт, формировать паспортную документацию в электронном виде.

6. АРМ ОИИН – осуществление сбора данных об отказах КИ в производстве и эксплуатации, формирование стандартных отчетов и рекомендаций, а также поддержка анализа данных об отказах. В дополнение к данному рабочему месту на АРМ основных цехов сборки и испытаний должны быть установлены дополнительные модули, позволяющие вводить данные об отказах (формирование карточки Г).

На сегодняшний день осуществляется внедрение модуля ОГК, по формированию основной структуры изделия (самолета) в рамках формуляра и ведомости ПКИ.

В качестве подведения итога, следует отметить, что результатом функционирования рассмотренной системы являться набор программно-аппаратных средств, предоставляемых эксплуатанту (база данных эксплуатационной структуры изделия, паспортные данные КИ в электронном виде), автоматизация учета движения КИ в производстве, сбор данных по отказам, анализ и выдача соответствующих рекомендаций, значительное сокращение бумажного документооборота.

Ожидаемым результатом является не только на снижение трудоемкости и рутинной работы, но и на снижение затрат как на этапе самого производства, так и на этапе поддержки изделия во время эксплуатации.

ЛИТЕРАТУРА

1. *СТП 07509416.19.042-98* СМК Контроль качества ПКИ. Порядок движения на предприятии забракованных ПКИ и оформление рекламаций по ним предприятиям-поставщикам.
2. *Басовский Л.Е., Протасьев В.Б.* Управление качеством: Учебник. М.: ИНФРА-М, 2003. 212 с.

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА УЧЕТА ПОТЕРЬ РАБОЧЕГО ВРЕМЕНИ НА ОАО «ТОМСКИЙ ЭЛЕКТРОЛАМПОВЫЙ ЗАВОД»

А.В. Кондратюк, студентка гр. 441-1 каф. АСУ

ТУСУР, г. Томск, wera@ms.tusur.ru

На ОАО «Томский Электrolамповый завод» процесс производства носит непрерывный характер. Для обеспечения данного режима производства необходим строгий учет и контроль рабочего времени. Для эффективного планирования производства особое внимание руководство уделяет потерям рабочего времени, которые могут привести к значительному урону производства.

Режим рабочего времени предусматривает продолжительность ежедневной работы (смены), время начала и окончания работы, время перерывов в работе, число смен в сутки, чередование рабочих и нерабочих дней, которые установлены правилами внутреннего трудового распорядка ОАО «Томский Электrolамповый завод».

На любом производстве к потерям рабочего времени относят: время болезни; время внутрисменного простоя, часы сокращения продолжительности работы работников моложе 18 лет, время участия в забастовках, перерывы для приема пищи и отдыха, выходные дни, нерабочие праздничные дни, ежегодные отпуска, отпуск без сохранения заработной платы, прогул [1].

На ОАО «ТЭЛЗ» табельщики цехов ведут «ведомость движения численности рабочих и служащих и использования ими рабочего времени» и «табель учета использования рабочего времени и подотчета заработка», которые ежемесячно до 2-го числа подают в отдел кадров. На основании сведений, поданных структурными подразделениями работники отдела кадров составляют: «ведомость численности рабочих и служащих завода по подразделениям и использования ими рабочего времени» и подают их в отдел организации и оплаты труда до 5-го числа каждого месяца, следующего за отчетным, а так же «ведомость движения кадров и трудовая дисциплина по подразделениям ОАО «ТЭЛЗ» до 10 числа каждого месяца.

Ранее работа по учету рабочего времени велась в большей степени вручную, что приводило к неэффективному планированию и использованию рабочего времени. Анализ потерь рабочего времени отсутствовал. Специфика непрерывного производства такова, что требуется постоянные замены работников основных подразделений. Поэтому возникла необходимость в автоматизации учета и анализа потерь рабочего времени на ОАО «ТЭЛЗ».

В докладе представлена автоматизированная система по учету потерь рабочего времени на данном предприятии, которая выполняет следующие функции:

- учет различных видов потерь рабочего времени (по подразделениям, видам потерь, отдельному работнику, за определенный период времени);

- расчет списочной и среднесписочной численности сотрудников по заводу;

- формирование отчетов («ведомость численности рабочих и служащих завода по подразделениям и использования ими рабочего времени», «ведомость движения кадров и трудовая дисциплина по подразделениям ОАО «ТЭЛЗ»).

Автоматизированная система реализована с помощью MS Access.

ЛИТЕРАТУРА

1. Трудовой Кодекс Российской Федерации. М.: Изд-во ЭКСМО-Пресс, 2002. 192 с.

ПЛАТФОРМОНЕЗАВИСИМЫЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЙ КЛАСТЕР НА БАЗЕ ЛОКАЛЬНОЙ СЕТИ

С.В. Корытников, студент 4 курса каф. АСУ;

И.В. Бойченко, к.т.н., доцент

ТУСУР, г. Томск, biox@ms.tusur.ru

На современном уровне развития науки и техники сложность решаемых задач такова, что решение возможно только в численном виде. В частности, это задачи в таких предметных областях как: спектроскопия, генетика, физика твердого тела, астрономия, мониторинг окружающей среды и др.

В связи с тем, что для решения конкретной задачи требуется большое количество вычислительных ресурсов, объемные вычисления производятся на дорогостоящих специализированных ЭВМ – суперкомпьютерах. В качестве альтернативы можно предложить объединение персональных компьютеров в вычислительный кластер, на котором организуется параллельное решение задачи.

Одним из программных средств, позволяющих организовывать и управлять таким вычислительным кластером, является технология MPI (Message Passing Interface) [1]. Однако существует один большой недостаток данного программного обеспечения, связанный с зависимо-

стью от архитектуры компьютера и операционной системы. Кроме того, MPI требует внедрения в расчетную программу специальных модулей для работы с MPI. С точки зрения многоитерационного цикла разработки программного обеспечения – это дорогостоящее и трудоемкое мероприятие, в тоже время, для многих задач достаточно организации параллелизма по данным.

В данной работе предлагается решить часть проблем, которыми наделена система MPI, путем создания независимой от архитектуры ЭВМ системы управления вычислительным кластером, которая основывается только на базовом механизме ввода-вывода, и, поэтому, не требует внедрения в расчетные программы каких-либо дополнительных функциональных модулей.

Для достижения этих целей предлагается построить вычислительный кластер на базе технологии Java [2], где в качестве узлов находятся компьютеры соединенные локальной сетью.

Программа на выходе компилятора Java – есть набор машинных команд, ориентированных на виртуальную машину JVM (Java Virtual Machine), что позволяет получить мобильную программу, не ориентированную на конкретную платформу и операционную систему, т.к. все особенности архитектуры ЭВМ и устройства ОС виртуальная машина берет на себя.

И поэтому программное обеспечение данного кластера представляет собой кроссплатформенную систему взаимодействующих программ на основе протокола передачи данных TCP/IP. Одна из программ, размещается на сервере, другая – на одном из узлов локальной сети. Программа, расположенная на сервере, является управляющей и собирающей окончательное решение, а программы расположенные на узлах выполняют расчеты и передают их на сервер. Система позволяет объединить и задействовать в расчете заданное множество узлов локальной сети (зависит от количества имеющихся в наличии компьютеров) независимо от архитектуры и операционной системы. Это обусловлено использованием кроссплатформенной технологии Java и стандарта описания данных XML [3].

ЛИТЕРАТУРА

1. *Воеводин В.В., Воеводин Вл.В.* Параллельные вычисления. СПб.: БХВ-Петербург, 2002. 608 с.
2. *Джо Вебер.* Технология Java в подлиннике. СПб.: БХВ-Петербург, 1997. 1104 с.
3. *Коголовский М.Р.* XML: возможности и перспективы. Часть 1. Платформа XML и составляющие ее стандарты. М.: Открытые системы. Январь 2001. 24–28 с.

ПРОГРАММНЫЙ СИМУЛЯТОР РАБОТЫ СКАНИРУЮЩЕГО ПАССИВНОГО ФУРЬЕ-СПЕКТРОМЕТРА

А.В. Лончин, студент 5 курса гр. 431-1 каф. АСУ

ТУСУР, г. Томск

Как известно, в настоящее время экология атмосферы привлекает огромное внимание человечества в виду интенсивного развития промышленности и увеличения числа транспорта. Для предотвращения экологических катастроф необходимы знания различных атмосферных характеристик, получение которых, как правило, требует применения сложных промышленных технологий или дорогостоящих измерительных приборов.

Со времен Ньютона оптическая спектроскопия всегда была одним из самых информативных методов исследования вещества. За прошедшее время способы регистрации излучения существенно модернизированы. Однако принципы построения спектральных приборов до середины XX в. практически не менялись. Большинство приборов традиционно строили по одной и той же схеме: излучение фокусируется на входную щель прибора, прошедшее излучение параллельным пучком направляется на диспергирующий элемент (долгое время это была призма, в XX в. она стала заменяться на дифракционную решетку) и после фокусировки на выходной щели излучение регистрируется каким-либо приемником излучения. На данный момент выделяется два основных метода анализа экологической ситуации городов и промышленных зон, основанных на применение лазерных систем – это активный и пассивный. В отличие от пассивных, активные методы являются энергозависимыми и слабо применимыми для изучения удаленных источников выбросов. В этих случаях пассивный анализ является единственно применимым.

Во второй половине XX в. началось бурное развитие интерференционной спектроскопии с преобразованием Фурье. Такие спектрометры обеспечили резкое повышение спектрального разрешения, информативности и скорости получения информации по сравнению с другими оптическими спектрометрами.

Работа прибора основана на популярной схеме интерферометра Майкельсона, представленной на рис. 1. Свет проходит через светоделительную пластину, отражается от закрепленного зеркала, возвращается на светоделительную пластину, попадает на двигающееся зеркало и уходит на приемник излучения. За счет этого преобразования, исходный луч разбивается на две части, с отставанием по фазе (интерференцией), которое (разность хода) регулируется расстоянием между

двигающимся зеркалом и полупокрытым зеркалом. Благодаря отставанию по фазе получаем синусоидальный сигнал на специальном приемнике. Этот сигнал после преобразования используется в создании командных импульсов для считывания показаний с приемника излучения. Благодаря такой системе Фурье-спектрометр становится прибором с высокой точностью измерений частот спектральных линий, причем точность определяется точностью определения частоты генерации опорного лазера.

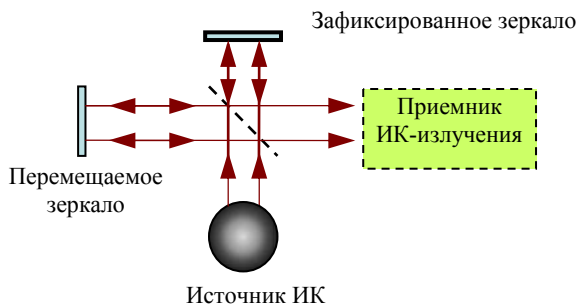


Рис. 1. Схема интерферометра Майкельсона

Процесс измерения и преобразования сигнала инфракрасного Фурье-спектрометра является сложным как в плане техническом, так и в плане моделирования. Однако в современных Фурье-спектрометрах процесс измерения и преобразования доведен до автоматизации. Не менее сложным является преобразование Фурье сигнала и моделирование распространения ИК-излучения в атмосфере с учетом технических особенностей спектрометра. К таким особенностям, в нашем случае, относится скоростной съем Фурье-спектра (приблизительно 100 Гц) и возможность перемещения поля зрения по пространству. Распространение ИК-излучения в атмосфере описывается известными законами. Для расчета необходимо иметь базу данных коэффициентов поглощения (в нашем случае для разрешения 0.1 см^{-1} объем базы составляет 56 Мб) газов, моделей аэрозольного ослабления, модель источника загрязнений и т.д. Далее необходимо иметь сценарий измерений – способ передвижения поля зрения спектрометра по изучаемому пространству, задача выделения исследуемого объекта по результатам наблюдения с последующим анализом (определение количественных характеристик).

Структура программы представляет собой две взаимодействующие части. Первая часть – удаленная, представляющая собой вычисли-

тельную машину, которая анализирует спектры излучения и управляет второй частью – локальной, являющейся имитатором прибора. Для обмена информацией используется специально разработанный протокол, включающий в себя набор управляющих команд, параметров имитирования работы прибора и параметров моделирования окружающей среды.

Моделирование может осуществляться либо в автоматическом, либо в ручном режимах. При автоматическом – задаются параметры (давление, температура, скорость, направление ветра и т.д.), которые имеют одинаковые значения для всей области исследования. По сравнению с автоматическим, ручной режим является более гибким и точным способом моделирования, поскольку позволяет разделить всю область на отдельные части и задать для каждой из них свой набор параметров (температура, давление, газовый состав, наличие аэрозолей, тумана и т.д.).

Для имитации работы прибора необходима сгенерированная в блоке моделирования сцена, которая будет сканироваться в соответствии с заданными параметрами:

- схема сканирования – это движение сканирующей головки прибора по вертикали с постепенным смещением по горизонтали либо по горизонтали с постепенным смещением вниз или вверх;
- горизонтальный угол сканирования определяет угол обзора сканирующей головки по горизонтали
- вертикальный углы сканирования задает максимальный угол поворота головки по вертикали;
- разрешение прибора определяет шаг, с которым будет происходить движение по сетке частот.

КЛАССИФИКАЦИЯ ОБРАЗОВ СВЕРТОЧНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТЬЮ

*А.А. Макаренко, аспирант каф. АСУ
ТУСУР г. Томск, т.49-22-42, makaleks@mail.ru*

В настоящее время обнаружение человеческого лица на изображении или в видеопотоке становится очень важной темой для научных исследований, из-за широкого диапазона ее возможных приложений, таких как управление контролем доступа в системах безопасности, человеко-машинное взаимодействие и многих других. Также обнаружение лица на изображении является первым шагом в процессе решения задачи идентификации личности человека по изображению лица или распознавания эмоционального выражения лица.

В настоящее время для решения данной задачи начинают интенсивно применяться искусственные нейронные сети. Искусственные нейронные сети давно и успешно применяются для решения многих задач распознавания. Достоинством использования нейросетей для решения задачи обнаружения лица является возможность получения классификатора, хорошо моделирующего сложную функцию распределения изображений лиц. Недостатком же является необходимость в тщательной и кропотливой настройке нейросети для получения удовлетворительного результата классификации.

В настоящее время основной топологией нейронной сети используемой для решения задачи локализации лица на изображении является полносвязная нейронная сеть без обратных связей, так называемый многослойный персептрон [1]. Но его применение к решению данной задачи представляет несколько трудностей:

Во-первых, как правило, изображения имеют большую размерность, соответственно вырастает размер нейронной сети (количество нейронов и т.п.). Большое количество параметров увеличивает вместимость системы и соответственно требует большей тренировочной выборки, что увеличивает время и вычислительную сложность процесса обучения.

Во-вторых, недостаток полносвязной архитектуры – то, что топология ввода полностью игнорируется. Входные переменные могут быть представлены в любом порядке, не затрагивая цель обучения. Напротив, изображения имеют строгую 2-мерную местную структуру: переменные (пиксели), которые являются пространственно соседними, чрезвычайно зависимы.

На преодоление этих недостатков направлена архитектура сверточных нейронных сетей [2]. Сверточные нейронные сети обеспечивают частичную устойчивость к изменениям масштаба, смещениям, поворотам, смене ракурса и прочим искажениям.

Сверточные нейронные сети объединяют три архитектурные идеи, для того чтобы гарантировать инвариантность к изменению масштаба, повороту сдвигу и пространственным искажениям:

- локальные рецепторные поля (обеспечивают локальную двумерную связность нейронов);
- общие веса (обеспечивают детектирование некоторых черт в любом месте изображения и уменьшают общее число весовых коэффициентов);
- иерархическая организация с пространственными подвыборками.

Архитектура сверточной нейронной сети, состоит из многих слоев. Слои бывают двух типов: сверточные и подвыборочные, сверточные и подвыборочные слои чередуются друг с другом. В свою очередь

каждый из этих слоев состоит из набора плоскостей, причем нейроны одной плоскости имеют одинаковые веса, ведущие ко всем локальным участкам предыдущего слоя (как в зрительной коре человека).

Вкратце опишем топологию используемой нами нейронной сети. На вход нейронной сети подается изображение, которое будет в дальнейшем подвергаться классификации, размер входного изображения 36×32 пикселя. Слой C1 состоит из 5 сверточных плоскостей и выполняет свертывание входного изображения с помощью синаптической маски размером 5×5 , таким образом слой C1 осуществляет 5 сверток входного изображения. Следующий за слоем C1, подвыборочный слой S1 состоит из 5 карт характеристик (по одной на каждую плоскость слоя C1) и обеспечивает локальное усреднение и подвыборку. Слой C2 состоит из 20 плоскостей, каждая из 5 плоскостей слоя S1 свернута 2 различными синаптическими масками 3×3 , обеспечивая 10 плоскостей в C2. Другие 10 плоскостей C2 получены, суммируя результаты 2 свертываний на каждой возможной паре плоскостей слоя S1. Слои N1 и N2 содержат простые сигмоидальные нейроны. Роль этих слоев состоит в обеспечении классификации, после того, как извлечение особенностей и сокращение размерности входа выполнены. В слое N1 каждый нейрон полностью связан с каждым нейроном только одной плоскости слоя S2. Уникальный нейрон слоя N2 полностью связан со всеми нейронами слоя N1. Выход этого нейрона используется для классификации входного образа на лица и не лица. В качестве активационной функции нейронов используется гиперболический тангенс.

Для обучения нейронной сети используется алгоритм обратного распространения ошибки с онлайн режимом подстройки синаптических коэффициентов. Желаемые выходы нейронной сети 1 и -1 для лица и нелица соответственно. На этапе обучения нейронной сети предъявляется предварительно подготовленный набор изображений определенного размера, содержащий как изображения лица, так и нелицевые изображения (фон, части лиц и т. п.)

Процесс обнаружения лица на изображении состоит из следующих этапов;

На первом этапе изображение, на котором необходимо найти лицо последовательно масштабируется, таким образом, получится «пирамида» изображений. Затем каждое полученное изображение сканируется входным слоем нейронной сети для выявления изображений-кандидатов.

На втором этапе полученные изображения-кандидаты переносятся на первоначальное изображение, группируются и затем происходит дальнейшая проверка на принадлежность того или иного изображения-

кандидата к классу лиц, проверка состоит в том, что каждая группа последовательно масштабируется и проверяется нейронной сетью, как правило если нейронная сеть дает положительные ответы в нескольких последовательных масштабах то данная группа является лицом.

На основании анализа существующих схем и программной реализации показано, что наиболее оптимальные результаты для задачи локализации лица человека на изображении позволяют получить сверточные нейронные сети.

Кроме того, сверточные нейронные сети обладают инвариантностью к повороту, изменению масштаба, изменениям условий съемки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Уоссермен Ф. Нейрокомпьютерная техника: Теория и практика, 1992. 184 с.
2. Y. Le Cun, B. Boser, J.S. Denker, D. Henderson, R. Howard, W. Hubbard, and L. Jackel.. Handwritten digit recognition with a backpropagation neural network. In D. Touretzky editor, Advances in Neural Information Processing Systems 2, pp. 396–404. 1990.

ПРОГРАММНАЯ СИСТЕМА ОБРАБОТКИ ДАННЫХ ПАССИВНОГО ФУРЬЕ-СПЕКТРОМЕТРА

*А.В. Мардяшов, студент 5 курса гр. 431-1 каф. АСУ
ТУСУР, г. Томск*

Работа пассивного Фурье-спектрометра основана на применении научных знаний о колебательной спектроскопии, которая является одним из наиболее часто используемых физических методов анализа веществ. Важным преимуществом колебательной спектроскопии является возможность исследования практически любого агрегатного состояния вещества – газообразного, жидкого или твердого. Основная информация, получаемая в колебательной спектроскопии, – частоты нормальных колебаний молекулы или кристаллической решетки. Сравнение этих частот с литературными данными позволяет проводить идентификацию вещества, а отнесение тех или иных частот к характерным частотам определенных групп, составляющих молекулу, – помогает в определении строения неизвестных веществ. Интенсивности полос спектра, соответствующих колебаниям молекулы, позволяют получать информацию и о количественном составе смесей.

Частоты, соответствующие колебаниям в молекулах или кристаллах, лежат в диапазоне 10^{12} – 10^{14} Гц, что соответствует инфракрасной области электромагнитного излучения. Именно по этой причине ос-

новным способом получения колебательных спектров является метод инфракрасной спектроскопии.

В колебательной спектроскопии частоты обычно измеряют не в герцах, а в так называемых обратных сантиметрах, которые соответствуют частоте (в герцах), разделенной на скорость света. Колебаниям отвечают частоты от 10 до 5000 см^{-1} , причем эта область спектра дополнительно подразделяется на три части: ближнюю, среднюю и дальнюю. В ближней области (от 1000 до 5000 см^{-1}) наблюдаются, в основном, валентные колебания связей, образованных легкими элементами. В средней области (от 500 до 1000 см^{-1}) наблюдаются многие деформационные колебания, а также валентные колебания связей, образованных элементами второго-третьего периодов. Наконец, в дальней области (от 10 до 500 см^{-1}) наблюдаются колебания с участием тяжелых атомов, колебания водородных связей, колебания кристаллической решетки.

Для идентификации органических веществ обычно используют ближнюю область спектра, колебания в которой наиболее характеристичны. В молекулах органических веществ можно выделять отдельные группы (например, карбоксильную, нитрильную), колебания которых практически не зависят от строения других частей молекулы. Высокочастотные полосы подобных групп наиболее информативны для идентификации таких молекул. Для молекул, в состав которых входят атомы тяжелых элементов, идентификация является более сложной задачей, поскольку с понижением частоты полосы теряют свою характеристичность. В целом, для интерпретации инфракрасного спектра необходимо использовать все три его части.

Однако, для эффективного применения колебательной спектроскопии на практике необходимо автоматизировать обработку и анализ спектров излучения веществ. В связи с чем, была разработана программная система обработки данных пассивного Фурье-спектрометра.

В настоящей версии программы реализован режим поиска источника загрязнений на основе разработанной нами методики (интегральный анализ), суть которой заключается в суммировании излучения во всем спектральном диапазоне. Идея методики заключается в том, что излучение в направлении чистой атмосферы по величине меньше, чем в направлении источника загрязнений (за счет повышенной температуры или концентрации). Работоспособность методики проверена на ряде численных экспериментов. Результаты работы программы выводятся в виде гистограммы, в которой яркость каждого отдельного кадра говорит об относительном содержании загрязняющих веществ в атмосфере.

Помимо этого способа существует также и ряд других методов. Один из которых, основан на том, что в полученной в результате работы прибора информации, выделяется спектральная область, в которой осуществляется поиск сигнала определенной формы (пигов), информирующий нас о присутствии того или иного вещества. Операция поиска реализована на основе корреляции двух сигналов (экспериментального и модельного). Задача значительно упрощается, поскольку известно, что каждое вещество излучает в определенном диапазоне частот.

На данный момент в программе реализовано выделение спектров пропускания отдельных газов из тех газов, которые находятся в исследуемом регионе. Для примера можно выделить метан из суммарного спектра пропускания двенадцати основных газов (H_2O , CO_2 , CH_4 и т.д.) (рис. 1), входящих в состав атмосферы.

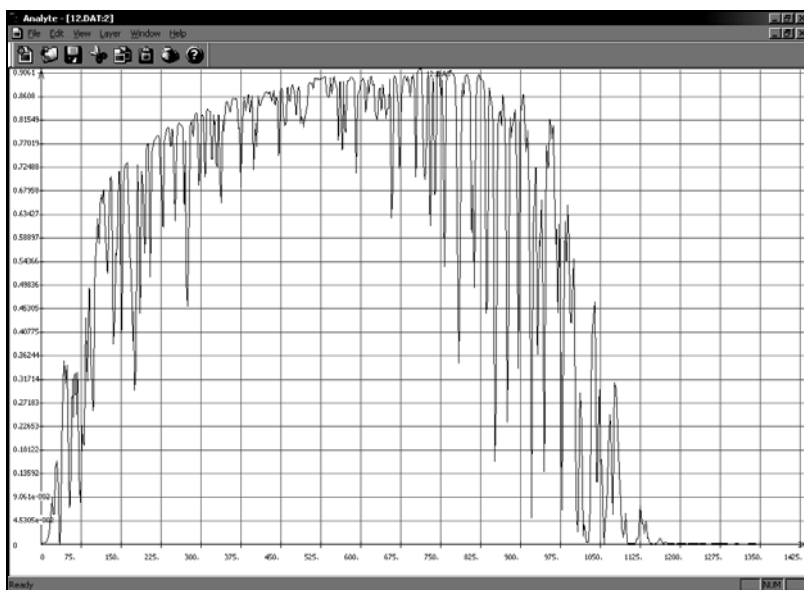


Рис. 1. Спектр поглощения атмосферы

В результате проделанной операции получим два отдельных спектра, соответствующих метану и остальным одиннадцати газам (рис. 2).

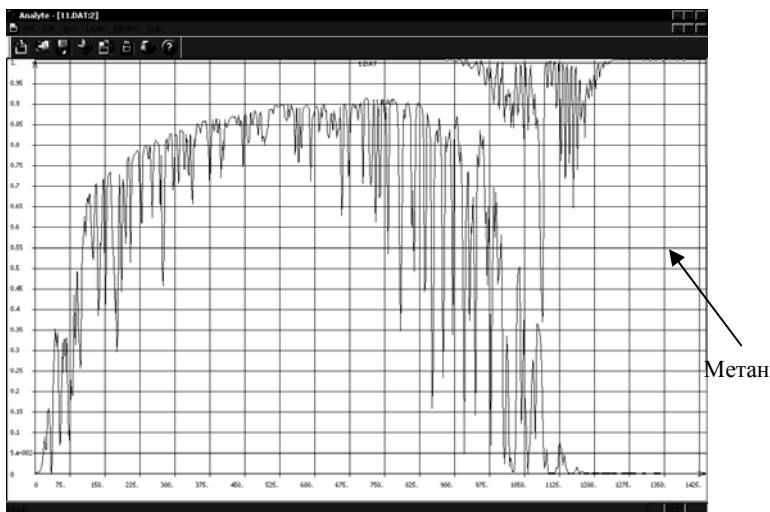


Рис. 2. Спектры излучения метана и остальных газов в атмосфере

ПРОГРАММНАЯ СИСТЕМА ВЫДЕЛЕНИЯ НОМЕРОВ В ИЗОБРАЖЕНИИ АВТОМОБИЛЯ

Д.О. Очаковский, студент 4 курса каф. АСУ;

В.Т. Калайда, к.т.н., с.н.с. каф. АСУ

ТУСУР, г. Томск, ch011odo@rambler.ru

Задача идентификации автомобильных номеров в изображении, является разновидностью задачи идентификации зрительных образов. Интерес к решению данной задачи, и как следствие появление систем идентификации автомобильных номеров, обусловлен обеспечением новых возможностей в области безопасности и учета.

Система способная выделить и идентифицировать автомобильный номер может быть применена при решении таких задач как:

- идентификация «автомобиля – нарушителя» на дороге;
- автоматическая регистрация автомобиля на автостоянке;
- идентификация не верно припаркованного либо разыскиваемого автомобиля. И т.д.

Идентификация автомобильного номера разбивается на задачи выделения области номера, распознавание номера в выделенной области, и классификацию номера – определение принадлежности номера к некоторому множеству (классу) из множества существующих

классов (например, определение владельца автомобиля в списке авто-владельцев, проверка на вхождение автомобиля в список разыскиваемых и т.д.).

Предлагаемый метод выделения номера в изображении автомобиля, от части, основан на формализации мыслительных процессов человека, выполняющего данное действие. Очевидно, что для нас данный поиск проходит практически не заметно. На самом же деле, мы, сами того не замечая, адаптируемся к условиям окружающей среды (например, к освещению, погодным условиям и т.д.), рассматриваем множество информативных признаков, сравниваем их с известными эталонными значениями и делаем окончательный вывод.

Декомпозиция процесса выделения автомобильного номера позволяет выделить следующие этапы:

- адаптация системы к условиям окружающей среды;
- поиск областей подозрительных на автомобильный номер;
- преобразование найденных областей к виду «удобному» для распознавания.

Важным моментом является выделение множества информативных признаков. Применительно к области автомобильного номера можно выделить:

- площадь – множество точек лежащих внутри области;
- периметр – множество точек лежащих на границе области;
- компактность – отношение квадрата периметра к площади;
- геометрические формы номерной пластины – количество ребер, отношения длин ребер, углы между ребрами. И др.

Ряд последовательных преобразований над изображением, нацеленных на его «упрощение», позволяет вычислить информативные признаки с заданной погрешностью и сравнить их с эталонными величинами.

Основными преобразованиями над изображением являются.

- Сглаживание изображения.
- Выделение краев в изображении.
- Бинаризация изображения.
- Исключение областей не соответствующих информативным признакам.

В изображении, прошедшем этапы сглаживания, выделения краев и бинаризации, области, которые могут являться автомобильными номерами, образуют множество связанных точек одной яркости ограниченных множеством точек другой яркости (изображение бинарное).

Последовательно рассматривая, каждую связную область, вычисляются значения информативных признаков данной области и сравниваются с эталонными значениями. В случае если значения информа-

тивных признаков равны эталонным, с заданной погрешностью, делается вывод, что область является «подозрительной» на область номерной пластины, в обратном случае область исключается из дальнейшего рассмотрения.

Под видом «удобным» для распознавания понимается фронтальный снимок области номерной пластины. Очевидно, что произвести подобный снимок возможно лишь, в случае если объектив снимающего устройства расположен параллельно области номерной пластины и направлен строго в ее центр.

В настоящее время реализован алгоритм, исполняющий данные действия, на его основе реализован программный модуль, который является частью интегрированной системы видеонаблюдения «Лик».

ЛИТЕРАТУРА

1. *Сойфер В.А.*, Компьютерная обработка изображений. Ч. 2. Методы и алгоритмы. М.: Соросовский образовательный журнал №3, 1996. 111 с.
2. *Прэтт Э.*, Цифровая обработка изображений. Ч. 4. Реставрация и улучшение изображений. с. 2–28.
3. *Прэтт Э.*, Цифровая обработка изображений. Ч. 5. Анализ изображений. с. 2–28.
4. *Грузман И.С., Киричук В.С., Косых В.П., Перетягин Г.И., Спектор А.А.*, Цифровая обработка изображений в информационных системах: Учебное пособие. Новосибирск: НГТУ, 2000.

ОБЗОР ПРОГРАММ ВИДЕОРЕДАКТИРОВАНИЯ С ТОЧКИ ЗРЕНИЯ РАЗРАБОТЧИКА ПЛАГИНОВ *С.С. Осипов, вед. разработчик фирмы «Alparysoft R&D» Alparysoft R&D, г. Томск, тел. 42-39-17, sl@alparysoft.ru*

На данный момент существует множество различных видеоредакторов. Многие из них сконструированы таким образом, что существует возможность сторонним производителям создавать для них плагины (plug-in). В данной статье дан обзор трех таких видеоредакторов – Adobe Premiere, Ulead MediaStudio и VirtualDub – с точки зрения разработчика плагина. Задачей ставилось создание плагинов-видеофильтров, т.е. обрабатывающих видеоизображение. Целью же статьи является вывод рекомендаций по построению плагинной схемы видеоредактора.

Заметим, что любой плагин для этих видеоредакторов – это динамически подгружаемая библиотека с некоторым набором экспорти-

руемых функций. В этих видеоредакторах примерно одинаковый по функциональности набор этих функций:

1. Функция, возвращающая информацию о плагине (название, тип плагина и т.п.)
2. Функция настройки плагина.
3. Функция обработки изображения.
4. Плюс еще могут быть функции вспомогательного характера.

Начнем описание с **Adobe Premiere**.

Функции, возвращающей информацию о плагине для него нет. Информация о плагине содержится в ресурсах dll-файла. Схема работы Adobe Premiere со стороны разработчика плагина выглядит следующим образом. Premiere загружает библиотеку, вызывает функцию настройки плагина и, после того как плагин настроен, выгружает библиотеку. Далее при обработке каждого кадра Premiere поступает так: загружает библиотеку, вызывает функцию обработки кадра, передавая в качестве параметров к этой функции текущие настройки плагина, после того как функция отработала, выгружает библиотеку. О достоинствах и недостатках подобного подхода мы поговорим ниже. Сохранение настроек плагина организовано так: при вызове функции настройки плагина, плагин, при помощи callback-механизма, выделяет память под свои настройки в адресном пространстве самого приложения Adobe Premiere, что предотвращает освобождение этой памяти операционной системой во время выгрузки библиотеки.

Ulead MediaStudio

Схема работы Ulead MediaStudio выглядит таким образом. MediaStudio при запуске загружает библиотеку; вызывает функцию, возвращающую информацию о плагине, кэширует эту информацию и при следующих загрузках эта функция уже больше не вызывается; выгружает библиотеку. Далее, при первом использовании плагина, загружает библиотеку, вызывает функцию настройки плагина, после того как плагин настроен, выгружает библиотеку. При обработке видео-кадров, после загрузки библиотеки, вызывается функция инициализации последовательности кадров. В течение этой последовательности параметры кадров не меняются. Далее идет последовательный вызов функции обработки кадра и в качестве параметров передаются текущие настройки плагина. По завершении последовательности кадров, вызывается функция деинициализации последовательности кадров. Пока обрабатывается последовательность кадров, сохраняются все буферы, выделенные в функции инициализации, но при этом нужно передать указатель на эти буферы самой MediaStudio, чтобы в процессе вызова функции обработки кадров она могла передать этот указатель в качестве параметра. При закрытии программы библиотека выгружается.

Сохранение настроек плагина происходит по такому алгоритму: при вызове функции, возвращающей информацию о плагине, плагин должен вернуть размер буфера необходимого для сохранения настроек, а так же он должен будет проинициализировать буфер значениями по умолчанию. Такой буфер будет сохранен в кэше, и при следующем запуске MediaStudio эти значения будут взяты из кэша. Но при этом есть ограничение на размер этого буфера – 8 байт.

VirtualDub

Схема работы в этой программе такова.

VirtualDub при запуске загружает библиотеку, вызывает функцию, возвращающую информацию о плагине, выгружает библиотеку. При первом использовании плагина загружается библиотека, вызывается функция настройки плагина, и, если пользователь согласился с настройками нажав кнопку ОК, оставляет библиотеку загруженной иначе выгружает библиотеку. При обработке видео-кадров, так же как и в Ulead MediaStudio, вызывается функция инициализации последовательности кадров. Пока обрабатывается последовательность кадров, параметры кадров не меняются. Далее идет последовательный вызов функции обработки кадра и в качестве параметров передаются текущие настройки плагина. По завершении последовательности кадров, вызывается функция деинициализации последовательности кадров. Пока обрабатывается последовательность кадров, сохраняются все буферы, выделенные в функции инициализации. При закрытии программы библиотека выгружается. Сохранение настроек плагина организовано таким образом. В функции возвращающей информацию о плагине, плагин указывает объем памяти нужный ему для хранения настроек. При необходимости VirtualDub передает указатель на область памяти для хранения настроек. Так же VirtualDub предоставляет возможность сохранять настройки плагина в отдельном файле для пакетной обработки файлов. При пакетной обработке VirtualDub передает в плагин необходимые настройки, но количество этих параметров настроек является фиксированным, и задается в функции возвращающей информацию о плагине.

Теперь обсудим преимущества и недостатки каждого подхода к реализации плагиновой структуры в каждом из рассмотренных видеоредакторов.

Adobe Premiere – главным недостатком этого подхода является то, что библиотека выгружается каждый раз после обработки кадра, соответственно, вся локально выделенная в плагине память будет освобождена операционной системой. И по этому не представляется возможным организовать последовательность кадров с постоянными параметрами кадров. В итоге это сказывается на производительности, т.к. приходится выделять необходимые для работы буферы для каждо-

го кадра, а не для последовательности кадров. Преимуществом подхода Adobe Premiere является возможность сохранять настройки плагина в буфер переменного размера, что позволяет хранить разного рода списки параметров или еще какой-либо информации имеющей различный размер для каждой настройки плагина. Но, к сожалению, в Adobe Premiere 6.5 это преимущество сводится на нет из-за ошибок в реализации этого подхода.

Ulead MediaStudio – существенным преимуществом перед Adobe Premiere является наличие последовательности кадров с постоянными параметрами кадров, что хорошо сказывается на производительности, так как теперь выделяются необходимые для работы буферы для каждой последовательности кадров, а не для каждого кадра. Так же преимуществом последовательности кадров является возможность реализовывать межкадровые алгоритмы обработки видео. Недостатком же подхода MediaStudio является ограничение в 8 байт на размер буфера для хранения настроек плагина (проверено на версиях 7 и 8). В некоторых случаях это критически важный момент.

VirtualDub – так же как в Ulead MediaStudio, присутствует последовательность кадров, что является плюсом для производительности. Недостатком является фиксированный размер буфера настроек, задающийся в функции возвращающей информацию о плагине.

В итоге обзора этих трех подходов к проектированию плагиновой структуры приходим к выводу, что наиболее полноценный подход не реализован ни в одной из рассмотренных программ. Наиболее приемлемым был бы подход, комбинирующий достоинства этих трех подходов. А именно:

1 – Сохранение настроек должно быть реализовано как Adobe Premiere (без досадной ошибки, разумеется). Т.е. сохранение настроек переменного размера без ограничения на размер буфера хранения настроек как в Ulead MediaStudio.

2 – Обязательная реализация механизма последовательности кадров, так как это дает ощутимый прирост в производительности системы и дает возможность реализации межкадровых алгоритмов обработки видео.

3 – Возможность сохранять настройки плагина в файл (или куда-нибудь еще) для пакетной обработки видеофрагментов, и так же с возможностью сохранять настройки переменного размера.

ЛИТЕРАТУРА

1. <http://partners.adobe.com/public/developer/premiere/devcenter.html>
2. <http://www.ulead.com/download/sdk/license.htm>
3. <http://virtualdub.org/filtersdk/>

АВТОМАТИЗАЦИЯ УЧЕТА КНИЖНОГО ФОНДА МАЛЫХ БИБЛИОТЕК

А.Ю. Полещук, студент 5 курса гр. 441-2 каф. АСУ

ТУСУР, г. Томск, т.8-923-403-92-99, ap@tusus.ru

Настоящее время характеризуется как период, когда многие российские учреждения культуры, науки и образования переживают бурный процесс компьютеризации. Реальным достижением является то, что практически все социальные институты, включая библиотеки, музеи и архивы понимают необходимость использования компьютерных технологий в повседневной практике, и их внедрение происходит во всех регионах России.

Общая концепция использования информационных технологий в работе библиотек сложилась в 60-70-х гг., которая остается неизменной до сих пор и базируется на следующих основных направлениях:

- каталогизация, учет и хранение коллекций (фонда);
- информационное обслуживание читателей.

Использование средств вычислительной техники в библиотеках позволяет существенно сократить время обслуживания пользователей, значительно повысить уровень их обслуживания, преобразует и видоизменяет отдельные технологические процессы. Автоматизация, способствует ликвидации многих рутинных операций, повышая комфортность и одновременно эффективность работы библиотечных работников, предоставляя пользователям новые, ранее невиданные возможности работы с информацией, создает и новые проблемы, решение которых может быть осуществлено лишь на базе использования общенаучных методов и широкого использования новых технологий. Таким образом, **цель автоматизации** — повышение производительности и эффективности труда библиотечных и информационных работников, качества библиотечно-информационной продукции и услуг, улучшение обслуживания пользователей [1].

Наиболее существенным и значимым для малых библиотек будет создание электронного каталога (ЭК). С точки зрения экономии рабочего времени он выгоднее карточного: после ввода описаний существующего фонда для ввода новых поступлений нужно лишь время на набор библиографического описания, а так же данные ввести быстрее, чем подготовить и расставить комплекты каталожных карточек. Извлечение материалов из фонда так же происходит скорее, так как нужно лишь несколько раз нажать на клавиши, по сравнению с ручным поиском и удалением групп карточек. Так же стоит отметить тот факт, что электронный каталог можно с легкостью заархивировать, создать резервную копию. Можно без проблем переносить и

создать несколько копий, что особенно важно для межбиблиотечного обмена информации о книжном фонде. Многоаспектное отражение библиотечного фонда в ЭК дает возможность проводить поиск информации по любому элементу БЗ, в том числе и по тем которые не могут быть использованы при поиске в традиционных каталогах, например по индексам ISBN, ISSN, по году издания и по любой комбинации признаков. Кроме того, в перспективе возможно расширение простого электронного каталога до уровня базы знаний, где кроме описания фонда будут храниться полностью или частично произведения, статьи и другая полезная информация.

Диалог пользователя с ЭК может происходить с помощью «меню» и «масок». Например «меню» тем, может представить список делений таблиц классификации или перечень предметных рубрик, а «маска» «введите заглавие» подсказывает читателю путь разыскания книги по заглавию, которое он записывает в формат [2].

Электронный каталог позволяет создавать вспомогательные материалы и обзоры, например предметные библиографические указатели, анализы фондов, списки новых поступлений, а при ручном составлении на все это тратиться слишком много времени.

Наконец, электронный каталог даст персоналу и читателям почти мгновенную информацию о фондах, и при наличии учета циркуляции, также и о доступности конкретной книги. А при наличии в библиотеке постоянного подключения к сети Интернет, пользователь сможет не выходя из дому получить доступ к каталогу, самостоятельно произвести поиск по каталогу и выяснить есть ли данная книга в наличии и другую сопутствующую информацию.

В настоящее время появилось большое количество автоматизированных библиотечных информационных систем (АБИС). Данные автоматизированные системы ориентированны на крупные библиотеки, в связи с чем, работа с ними достаточно сложна и в большинстве случаев для эффективного их использования требуется персонал достаточно высокой квалификации не только в библиотечном деле, но и в области информационных технологий. Избыточная функциональность и сложность этих систем порождает высокую стоимость АБИС (1500 – 7000 \$).

Рассматривая такие требования к автоматизированной системе как работа в локальной вычислительной сети, перспектива подключения к сети Интернет с предоставлением доступа пользователям к электронному каталогу, возможностью доступа к информации, хранящейся в БД из филиалов ЦБС расположенных в других помещениях посредством передачи данных по защищенному Интернет-каналу, было принято решение о построении информационной системе на основе Web-

приложения. Данный подход позволит реализовать модульную структуру программы, доступ к электронному каталогу из сети Интернет. Работу с автоматизированной системой через защищенный Интернет-канал, с возможностью разграничения прав доступа. Позволит создать любой, удобный пользователю интерфейс программы который с легкостью можно изменять посредством изменения html макетов. Данный подход платформонезависим, т.е. Web-приложение (клиентская часть) может функционировать под управлением любой из существующих операционных систем и на любой аппаратной платформе, главное чтобы в системе присутствовал Web-браузер.

В докладе предложена разработанная автором автоматизированная система, для реализации которой используется СУБД «MySQL», в качестве языка программирования используется интерпретатор «PHP». Взаимодействие с пользователем будет осуществляться через Web-сервер «Apache». Известно все перечисленное программное обеспечение является бесплатным и кроссплатформенным, что позволяет использовать разрабатываемую систему под управлением не только операционной системы Ms Windows, но и под управлением бесплатных операционных систем, например, таких как Linux или FreeBSD.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Шрайберг Я.Л.* Основные положения и принципы разработки автоматизированных библиотечно-информационных систем и сетей: главные тенденции окружения, основные положения и предпосылки, базовые принципы: Учебно-практическое пособие. Изд. 2-е, испр. и доп. М.: Либерия, 2001. 104 с.
2. *Справочник библиотекаря*. Спб., «Профессия», 2000. 435 с.

ОПТИМИЗАЦИЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ МОЩНОСТЕЙ МЕТОДОМ ЛИНЕЙНОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ

В.В. Ульященко, студент 5 курса каф. ТУ
ТУСУР, г. Томск, т. 22-39-30, 1911slava@tu.tusur.ru

Первые задачи математического содержания, связанные с отысканием наименьших и наибольших величин, появились еще в древние времена. Развитие промышленности в XVII–XVIII вв. привело к необходимости исследования более сложных задач на экстремум и к появлению вариационного исчисления. Однако лишь в XX в. при огромном размахе производства во весь рост встала задача оптимального использования энергии, материалов, производственной мощности, рабочего времени, большую актуальность приобрели вопросы наилучшего управления различными процессами экономики.

[illegible]

Затраты на производство всей продукции выразятся функцией

$$F = b_{11}x_{11} + b_{12}x_{12} + \dots + b_{mk}x_{mk}.$$

Решение задачи найдем с помощью встроенной функции Microsoft Excel – «Поиск решения». Для этого сначала введем исходные данные (рис. 1).



После нажатия кнопки «Выполнить» программа автоматически посчитает оптимальную загрузку оборудования для минимизации издержек, результат оптимизации также можно увидеть на рис. 1.

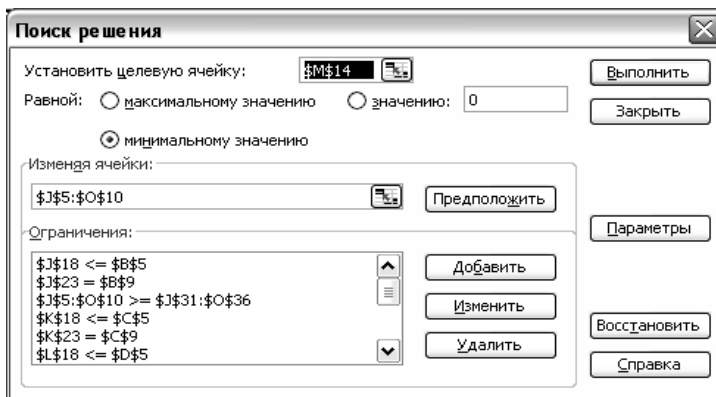


Рис. 2

Итак, мы видим, что линейное программирование представляет собой подход призванный облегчить работу менеджера при принятии управленческих решений. В рассматриваемом примере мы нашли оптимальную загрузку оборудования, которая позволяет нам уменьшить потери, а значит и себестоимость, результатом чего служит рост прибыли, как необходимое условие для выхода из кризиса.

ЛИТЕРАТУРА

1. Косоруков О.А., Мищенко А.В. Под общ. ред. д.э.н. проф. Тихомирова Н.П. Исследование операций. М.: Экзамен, 2003. 448 с.
2. Кремер Н.Ш., Путко Б.А., Тришин И.М., Фридман М.Н. Под ред. проф. Кремера Н.Ш. Исследование операций в экономике. М.: ЮНИТИ, 2001. 407 с.
3. Глухов В.В., Медников М.Д., Коробко С.Б. Математические методы и модели для менеджмента. СПб.: Лань, 2005. 528 с.
4. Павлова Т.Н., Ракова О.А. Решение задач линейного программирования средствами Excel. Димитровград, 2002. 204 с.

ОПТИМИЗАЦИЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ РЕСУРСОВ В ДОЛГОСРОЧНОЙ ПЕРСПЕКТИВЕ МЕТОДОМ ДИНАМИЧЕСКОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ

В.В. Ульященко, студент 5 курса каф. ТУ

ТУСУР, г. Томск, т.22-39-30, 1911slava@tu.tusur.ru

Динамическое программирование (ДП) — метод оптимизации, приспособленный к операциям, в которых процесс принятия решения может быть разбит на этапы (шаги). Такие операции называются мно-

гошаговыми. Начало развития ДП относится к 50-м годам XX в. и связано с именем Р. Беллмана.

ДП основано на принципе оптимальности, который впервые был сформулирован Р. Беллманом в 1953 г. *Каково бы ни было состояние s -системы в результате какого-либо числа шагов, на ближайшем шаге нужно выбирать управление так, чтобы оно в совокупности с оптимальным управлением на всех последующих шагах приводило к оптимальному выигрышу на всех оставшихся шагах, включая данный.* В данном методе оптимальное решение получается путем движения в обратном направлении – от конца задачи к началу. Основное требование – процесс управления должен быть без обратной связи, т.е. управление на данном шаге не должно оказывать влияния на предшествующие шаги.

Разберем этот метод на примере решения следующей задачи.

Банк планирует деятельность двух филиалов на n лет. Начальные ресурсы s_0 . Средства x вложенные в I филиал в начале года, дают в конце года прибыль $f_1(x)$ и возвращаются в размере $q_1(x) < x$, аналогично для II филиала – $f_2(x)$ и $q_2(x)$. В конце года все возвращенные средства заново перераспределяются между I и II филиалами, новые средства не поступают, прибыль в производство не вкладывается. Требуется распределить имеющиеся средства s_0 между филиалами на n лет так, чтобы суммарная прибыль от обеих отраслей за n лет оказалась максимальной. Решить задачу при условии $s_0 = 1000000$ руб., $n=4$, $f_1(x) = 0,6x$, $q_1(x) = 0,7x$, $f_2(x) = 0,5x$, $q_2(x) = 0,8x$.

Согласно методу динамического программирования нам необходимо определить функции $Z_k^*(s_{k-1})$ как максимальную эффективность, которую можно получить, распределяя s_0 единиц ресурса по объектам (уравнение Беллмана).

$$Z_k^*(s_{k-1}) = \max_{X_k} \{f_k(s_{k-1}, X_k) + Z_{k+1}^*(s_k)\}, \quad (1)$$

где s_{k-1} – состояние системы к началу k -го шага (начальные средства), s_k – конечное состояние (остаток средств), X_k – управление на k -м шаге, а $f_k(s_{k-1}, X_k)$ – целевая функция (выигрыш) k -го шага. Через эти рекуррентные соотношения можно найти предыдущее значение функции, зная последующее.

Решение. Процесс распределения средств между двумя отраслями производства разворачивается во времени, решения принимаются в начале каждого года, следовательно, осуществляется деление на шаги: номер шага – номер года. Управляемая система – два филиала, а управление состоит в выделении средств каждому в очередном году. Переменных управления на каждом шаге две: x_k – количество средств,

выделенных первому филиалу, и y_k второму. Но так как все средства s_{k-1} распределяются, то $y_k = s_{k-1} - x_k$ поэтому управление на k -м шаге зависит от одной переменной, т.е. $X_k(x_k, s_{k-1} - x_k)$.

Выразим через уравнения состояний остаток средств возвращенных в конце k -го года в общем виде и для данной задачи:

$$s_k = q_1(x_k) + q_2(s_{k-1} - x_k) = 0,8s_{k-1} - 0,1x_k \quad (2)$$

Показатель эффективности k -го шага – прибыль, полученная в конце k -го года от обеих отраслей: $f_1(x_k) + f_2(s_{k-1} - x_k)$ или $0,1x_k + 0,5s_{k-1}$.

Суммарный показатель эффективности – целевая функция задачи – прибыль на n лет:

$$Z = \sum_{k=1}^n f_1(x_k) + f_2(s_{k-1} - x_k) = \sum_{k=1}^n 0,5s_{k-1} + 0,1x_k \quad (3)$$

Уравнения Беллмана из формулы (1) имеют вид:

$$Z_n^*(s_{n-1}) = \max_{0 \leq x_k \leq s_{k-1}} \{f_1(x_n) + f_2(s_{n-1} - x_n)\} = \max_{0 \leq x_k \leq s_{k-1}} \{0,5s_3 + 0,1x_4\} \quad (4)$$

$$Z_k^*(s_{k-1}) = \max_{0 \leq x_k \leq s_{k-1}} \{0,1x_k + 0,5s_{k-1} + Z_{k+1}^*(s_k)\} \quad (5)$$

Проводим условную оптимизацию

IV шаг.

Используем уравнение (4). Обозначим через Z_4 функцию, стоящую в скобках, функция Z_4 – линейная возрастающая, так как угловой коэффициент 0,1 больше нуля. Поэтому максимум достигается на конце интервала $[0; s_3]$ (рис. 1). Следовательно, $Z_4(s_3) = 0,6s_3$ при $x_4^*(s_3) = s_3$.

III шаг.

$$Z_3^*(s_2) = \max_{0 \leq x_3 \leq s_2} \{0,1x_3 + 0,5s_2 + 0,6s_3\} \quad (6)$$

Найдем s_3 из уравнений состояний (2) – $s_3 = 0,8s_2 - 0,1x_3$ и подставим его в (6) получим $Z_3^*(s_2) = \max_{0 \leq x_3 \leq s_2} \{0,04x_3 + 0,98s_2\}$.

Как и в предыдущем случае максимум достигается при $x_3 = s_2$; т.е. $Z_3^*(s_2) = 1,02s_2$ при $x_3^*(s_2) = s_2$.

II шаг.

Из уравнения состояния $s_2 = 0,8s_1 - 0,1x_2$. Поэтому уравнение (4) при $k = 2$ примет вид $Z_2^*(s_1) = \max_{0 \leq x_2 \leq s_1} \{1,316s_1 - 0,002x_2\}$. Линейная относительно x_2 функция $Z_2^* = 1,316s_1 - 0,002x_2$ убывает на отрезке $[0; s_1]$, поэтому ее максимум достигается при $x_2 = 0$: $Z_2^*(s_1) = 1,316s_1$ при $x_2^*(s_1) = 0$.

I шаг.

$s_1 = 0,8s_0 - 0,1x_1$. Уравнение (4) при $k=1$ имеет вид:

$$Z_1^*(s_0) = \max_{0 \leq x_1 \leq s_0} \{1,5528s_0 - 0,0316x_1\}.$$

Как и в предыдущем случае, максимум достигается в начале отрезка, т.е. $Z_1^*(s_0) = 1,5528s_0$ при $x_1^*(s_0) = 0$.

На этом условная оптимизация заканчивается. Используя ее результат и исходные данные, двигаясь теперь от x_1^* до x_4^* , получим $Z_{\max} = Z_1^*(1000000) = 1552800$.

$$x_1^* = 0, y_1^* = s_0 = 1000000 \rightarrow$$

→ (все средства выделяются II филиалу) →

$$\rightarrow s_1^* = 0,8 * 1000000 - 0,1 * 0 = 800000 \rightarrow x_2^* = 0, y_2^* = 800000$$

→ (все средства выделяются II филиалу) →

$$\rightarrow s_2^* = 0,8 * 800000 - 0,1 * 0 = 640000 \rightarrow x_3^* = 640000, y_3^* = 0$$

→ (все средства выделяются I филиалу) →

$$\rightarrow s_3^* = 0,8 * 640000 - 0,1 * 6400 = 4480 \rightarrow x_4^* = 4480, y_4^* = 0$$

→ (все средства выделяются I филиалу).

Оптимальная прибыль за 4 года, полученная от двух филиалов банка при начальных средствах 1000000 ед., равна 1552800 у.е. при условии, что I филиал получит (0;0;640000;448000), а второй филиал – соответственно (1000000;800000;0;0).

Применение динамического программирования является довольно трудоемким, особенно при увеличении размерности решаемых задач. Но, несмотря на это, он позволяет распределить ресурсы оптимальным образом, тем самым сократить возможные потери, повысить рентабельность и платежеспособность предприятия. В случаях кризисного же состояния, динамическое программирование может служить одним из инструментов восстановления платежеспособности и повышения ликвидности предприятия.

ЛИТЕРАТУРА

1. Глухов В.В., Медников М.Д., Коробко С.Б. Математические методы и модели для менеджмента. СПб.: Лань, 2005 – 528 с.
2. Кремер Н.Ш., Путко Б.А., Тришин И.М., Фридман М.Н. Под ред. проф. Кремера Н.Ш. Исследование операций в экономике. М.: ЮНИТИ, 2001. 407 с.
3. Косоруков О.А., Мищенко А.В. Под общ. ред. д.э.н. проф. Тихомирова Н.П. Исследование операций. М.: Экзамен, 2003. 448 с.
4. Кузнецов Ю.Н., Кузубов В.И., Волощенко А.Б. Математическое программирование. М.: Высшая школа, 2002. 395 с.

ЭЛЕКТРОННЫЙ УЧЕБНИК «ИЗУЧЕНИЕ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ И АТМОСФЕРЫ ИЗ КОСМОСА»

С.В. Вакулин, А.П. Коробко, Я.А. Хамаганов,

А.Р. Нам, Б.Т. Цынгуев, Г.Г. Лунев

ФСУ, студенты 4 курса гр. 432-2 каф. АСУ

ТУСУР, г. Томск, VakulinSV@mail.ru

Изучение земной поверхности и атмосферы из космоса ведется уже на протяжении многих лет. Становится интересно посмотреть, как выглядит наша планета из космоса. В интернете можно найти множество ресурсов с фотографиями из космоса (примером может служить сайт <http://earth.google.com>). Но как на самом деле спутник получает информацию о Земле? Как происходит изучение земной поверхности и атмосферы по средствам спутников? Спутники используются во многих областях нашей жизни: для связи, в метеорологических, военных целях и многих других. Существует множество разновидностей спутников в зависимости от их использования, траектории полета, удаленности от Земли и т.д. В связи с этим было бы желательно создать некий электронный учебник, позволяющий изучить технологию работы спутника. Тем более что аналога такого учебника на территории России пока не обнаружено. Поэтому было принято решение о разработки такого учебника.

Электронный учебник – это программное средство, которое предусматривает интерактивный режим работы с пользователем и включает в себя функциональную динамическую 3d-модель планеты Земля и ее искусственных спутников, курс лекций по изучению земной поверхности и атмосферы Земли, а также возможности просмотра космических снимков, получения информации о типах спутников, высоте и типе орбиты полета спутников, видах космических снимков, методах извлечения информации из космических снимков, информация об атмосфере и поверхности Земли.

Для разработки учебника необходимы три составных части:

1. Визуализация – возможность отображения рисунков, анимация, позволяющая наглядно статически или в динамике проследить изучаемые (или просто просматриваемые) части учебника.

2. Информационная часть – для данного электронного учебника необходимо хранить множество различной информации о типах спутников, об их орбитах, о характеристиках приборов, используемых на спутниках; о получаемых космических снимках; о газовых составляющих нашей атмосферы (углекислом газе, озоне и т.д.); об аэрозоле и облаках (маски содержания газов, облачности, полученные с приборов спутников AVHRR, MODIS или др.).

3. Учебник, позволяющий сочетать разделы 1 и 2 в удобной и понятной для пользователя манере.

Таким образом, необходимо разработать электронный учебник, который бы позволял любому заинтересованному человеку изучить технологии связанные с данной тематикой. Для этого необходимо как можно проще (т.е. преподать материал таким образом, чтобы изучение данной тематики не было угнетающим), интереснее и нагляднее спроектировать и реализовать учебник. Возможности и технологии учебника могут дополняться (изменяться) в результате работы.

На данном этапе можно оценить функциональные возможности будущего учебника. Можно привести возможные разделы электронного учебника с их описанием:

1. Курс лекций – основной раздел учебника, в котором пользователь приступает к непосредственному изучению материала. Материал представлен в текстовом виде с использованием наглядных примеров (рисунки, космические снимки, анимационные ролики).

2. Визуальная 3d-модель Земли – специальный объект учебника, который позволяет взглянуть на Землю, как космический объект. Позволяет наблюдать вращение Земли, появление тени, полеты спутников, облака и др. эффекты, некоторые отчасти будут синтезированными, а в большей мере натуральными (появление и развитие облаков по реальным маскам облачности).

3. Искусственные спутники Земли – представлена информация об искусственных спутниках Земли, а именно: типы спутников, основные параметры спутников, их назначение, а также дополнительная информация. Имеется возможность наблюдения за спутником, его траекторией, областью обзора на визуальной 3d-модели Земли. Возможен расчет текущих координат.

4. Поиск по учебнику. Как и в любом электронном учебнике необходимо предусмотреть быстрый и качественный поиск нужной для пользователя информации.

5. Справка – стандартный раздел, позволяющий получить информацию о программном продукте. Содержит краткое описание учебника, руководство пользования, словарь терминов и понятий, глоссарий.

6. Обновление – возможный раздел учебника, используемый для обновления компонентов учебника. Отчасти этот раздел будет являться рекламным.

В связи с этим можно выделить следующие задачи:

1. Поиск информации в сети, «скачивание» по газовому составу, аэрозолю. Информация хранится в текстовых таблицах или в специальных научных форматах NetCDF, NC, HDF и др.

2. Написание оболочки учебника. Оболочка содержит некоторые интерфейсы с разными задачами, содержит текстовую информацию и организует взаимодействие с пользователем.

3. Написание «скрипта» (средствами HTML, XML или др.), программы, позволяющей формировать поясняющий текст с набором как статической, так и динамической визуализации.

4. Анимация вращения Земли и спутников. 3Д карта земной поверхности в выбранной пользователем части суши.

5. Написание показа космических снимков для разных спутников, «прокат» анимационных (и м.б. звуковых) файлов.

6. Сжатие информации. Чтобы не выйти за пределы DVD надо информацию сжимать соответствующими форматами, позволяющими в минимальное время извлекать информацию для показа.

Данный учебник может быть полезен для школьников и студентов многих вузов, где изучается предмет «основы безопасности жизнедеятельности», для студентов геофизических специальностей и для всех любознательных, кого интересует космическая тематика.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бретт М.-Л. Java и XML. Издательство: Символ-Плюс, 2002.
2. Будилов В.А. JavaScript, XML и объектная модель документа. Издательство Наука и техника. 2001.
3. Рост Р.Дж. OpenGL. Трехмерная графика и язык программирования шейдеров. Для профессионалов. Питер. 2005.

СЕКЦИЯ 6

КВАНТОВАЯ, ОПТИЧЕСКАЯ И НАНОЭЛЕКТРОНИКА

*Председатель – Шарангович С.Н., зав. каф. СВЧиКР,
к.ф.-м.н., доцент;*

зам. председателя – Буримов Н.И., к.т.н., доцент каф. ЭП

УСЛОВИЯ КВАЗИСИНХРОНИЗМА ДЛЯ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ГЕНЕРАЦИИ СВЕТА В КРИСТАЛЛАХ С РЕГУЛЯРНОЙ ДОМЕННОЙ СТРУКТУРОЙ

Е.А. Анфимова, 5 курс ФЭТ; П.П. Гейко, д.ф.-м.н., проф.;

С.М. Шандаров, д.ф.-м.н., проф.

ТУСУР, г. Томск, т.49-20-88, Anfimova_Elena@mail.ru

Нелинейные кристаллы с регулярной доменной структурой (РДС), в которых реализуется режим квазисинхронизма, позволяют эффективно получать перестраиваемое по частоте излучение в видимой и ИК- областях. Важнейшим свойством РДС-кристаллов является снятие любых ограничений на поляризации взаимодействующих волн, т.е в них возможны все типы взаимодействия, в частности, шесть типов для одноосных кристаллов: $oo-o$, $oo-e$, $oe-e$, $eo-e$, $ee-o$, $ee-e$ и шесть типов для двуосных: $ss-s$, $sf-s$, $sf-f$, $ss-f$, $ff-f$, $ff-s$ [1]. Кроме того, возможна реализация квазисинхронизма в любом направлении относительно оптических осей кристалла, что позволяет осуществить максимизацию эффективной нелинейности и при необходимости подстроить длину домена под оптимальное значение.

Условия фазового квазисинхронизма используется в средах с периодически изменяемыми параметрами нелинейности второго порядка для повышения эффективности генерации второй гармоники лазерного излучения [2]. Для анализа условий квазисинхронизма при параметрической генерации света нами выбраны относительно новые кристаллы с регулярной доменной структурой: СТА ($CsTiOAsO_4$) и РТА ($RbTiOAsO_4$). Оба кристалла являются двуосными и относятся к точечной группе симметрии C_{2v} ($mm2$).

Дисперсионные зависимости главных значений показателей преломления имеют следующий вид [2, 3]:

СТА	RTA
$n_X^2 = 2,34498 + \frac{1,04863\lambda^2}{\lambda^2 - (0,22044)^2} - 0,01483\lambda^2$	$n_X^2 = 2,22681 + \frac{0,99616\lambda^2}{\lambda^2 - (0,21423)^2} - 0,01369\lambda^2$
$n_Y^2 = 2,74440 + \frac{0,70733\lambda^2}{\lambda^2 - (0,26033)^2} - 0,01526\lambda^2$	$n_Y^2 = 1,97756 + \frac{1,25726\lambda^2}{\lambda^2 - (0,20448)^2} - 0,00865\lambda^2$
$n_Z^2 = 2,53666 + \frac{1,10600\lambda^2}{\lambda^2 - (0,24988)^2} - 0,01711\lambda^2$	$n_Z^2 = 2,28779 + \frac{1,20629\lambda^2}{\lambda^2 - (0,23484)^2} - 0,01583\lambda^2$

А матрицы коэффициентов квадратичной нелинейной восприимчивости запишутся как:

СТА	RTA
$d = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 2,1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 3,4 & 0 & 0 \\ 2,1 & 3,4 & 18,1 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$	$d = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 2,17 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 3,9 & 0 & 0 \\ 2,25 & 3,9 & 15,9 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$

В качестве источника накачки рассматривался Nd:YAG лазер, излучающий на длине волны $\lambda = 1064 \text{ нм}$. В кристаллах данной симметрии при взаимодействии в главных плоскостях коэффициент эффективной нелинейной восприимчивости равен $d_{\text{эф}} = d_{31}\sin^2\varphi + d_{32}\cos^2\varphi$ (плоскость XY), $d_{\text{эф}} = d_{31}\sin\theta$ (YZ), $d_{\text{эф}} = d_{32}\sin\theta$ (XZ).

При этом для кристалла СТА были получены следующие значения $d_{\text{эф}} = 2,11 \div 3,4 \text{ пм}$, а для кристалла RTA $d_{\text{эф}} = 2,19 \div 3,88 \text{ пм}$.

На рис. 1 приведены рассчитанные кривые фазового синхронизма для параметрической генерации света, основанные на использовании традиционного синхронизма, реализуемого за счет двулучепреломления кристалла и выбора поляризации взаимодействующих волн.

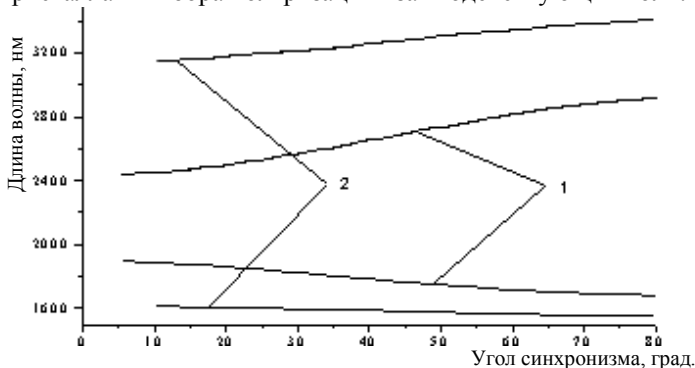


Рис. 1. Перестроенные кривые синхронизма для взаимодействия в плоскости XY для кристаллов СТА (1) и RTA (2)

Видно, что при использовании традиционного синхронизма в плоскости XU невозможна плавная перестройка длины волны, то есть, существует спектральный провал между сигнальной и холостыми волнами. Аналогичная ситуация имеет место и в других плоскостях кристаллов. На рис. 2 представлены рассчитанные зависимости периода доменной структуры от длины волны генерируемого излучения. Пунктиром показана граница между сигнальной и холостой волнами, отвечающая случаю вырождения. Выбирая период структуры можно получить излучение вплоть до длинноволновой границы прозрачности кристаллов.

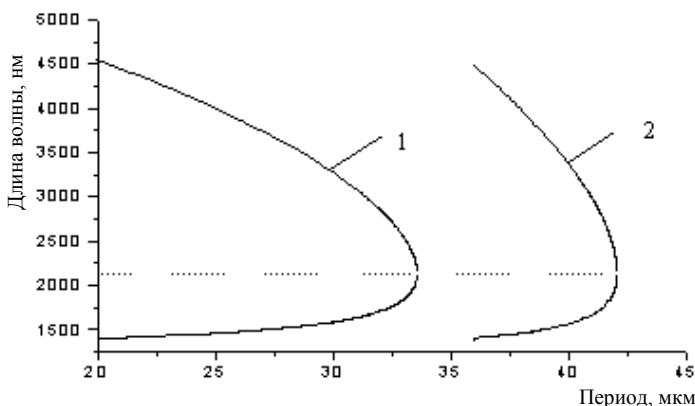


Рис. 2. Дисперсионные зависимости периода доменной структуры при параметрической генерации с накачкой излучением $\lambda=1064$ нм :

1 – для кристалла СТА; 2 – для кристалла RTA

Для кристалла СТА в плоскости XU выигрыш в коэффициенте нелинейного качества, пропорционального эффективности преобразования для случая квазисинхронизма и традиционного фазового синхронизма находится как:

$$\left(\frac{2d_{33}}{\pi(d_{31} \sin^2 \varphi + d_{32} \cos^2 \varphi)} \right)^2$$

и составляет от 11 до 30 раз, в зависимости от генерируемых длин волн.

ЛИТЕРАТУРА

1. Дмитриев В.Г., Тарасов М.В. Прикладная нелинейная оптика М: Сов. Радио, 2004. 512 с.
2. Boulanger B., Feve J. P., Marnier G., and Menaert B. Appl. Opt. 7, 1998. 256 с.
3. Feve J.-P., Boulanger B. , Pacaud O., Rousseau I., Menaert B., Marnier G., Villevall P., Bonnin C., Loiacono G. M., and Loiacono D. N. J. Opt. Soc. Am. B 17, 2000. 780 с.

ОПТОЭЛЕКТРОННЫЙ ДАТЧИК С НЕКОГЕРЕНТНЫМ ТИПОМ ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ ВИБРАЦИЙ

*С.С. Чаунин, студент гр. 151 5 курса каф. СВЧиКР;
н. руководитель: Н.Д. Хатьков, к.т.н., доцент каф. СВЧиКР
ТУСУР, г. Томск, semyon@ms.tusur.ru*

Целью работы является создание оптоэлектронного датчика с некогерентным типом излучения для измерения акустических вибраций возбуждаемых ударником, с целью произведение неразрушающего контроля сварных швов труб.

Для решения данной задачи был разработан прототип датчика. Схема измерения акустических вибраций возбуждаемых с помощью ударника 3 по металлической поверхности трубы 4, прошедших через сварной шов 5 и зафиксированных с помощью оптоэлектронного датчика 2 и персональным компьютером 1 представлена на рис. 1.

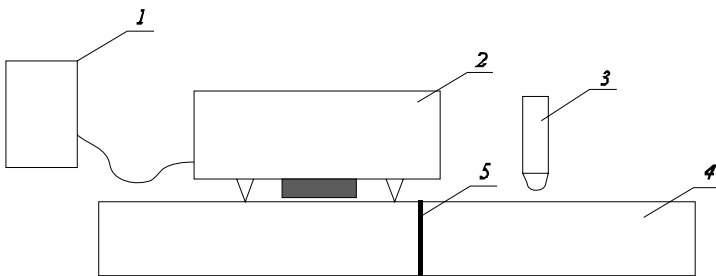


Рис. 1. Схема измерения акустических вибраций

Для регистрации вибраций в оптоэлектронном датчике применяется консоль с подвешенным на конце грузом и оптическая мышь. Возбужденные акустические волны заставляют корпус датчика вибрировать с той же частотой и амплитудой что и поверхность трубы. Внутри датчика находится консоль с грузом, вибрацию которой регистрирует оптическая мышь.

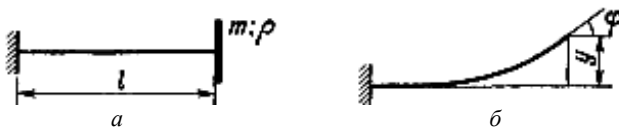


Рис. 2.

Консоль с грузом представляет собой математический маятник (рис. 2, а, б), собственная частота которого находится из дифференциальных уравнений движения (1)

$$m\ddot{y}\frac{l^3}{3EJ} + m^2\rho^2\ddot{\phi}\frac{l^2}{2EJ} + y = 0, \quad m\ddot{y}\frac{l^2}{2EJ} + m^2\rho^2\ddot{\phi}\frac{l}{EJ} + \phi = 0 \quad (1)$$

Где: l – длина консоли. EJ – изгибная жесткость, m – масса груза, ρ – его радиус инерции.

Из колебаний консоли можно выделить акустические колебания прошедшие через шов, возбуждаемые ударником и проанализировав их с помощью программного модуля, определить состояние сварного шва.

ЛИТЕРАТУРА

1. Я.Г. Пановко., Введение в теорию механических колебаний. 249 с
2. Зак Е. Когерентные световые методы измерения параметров механических колебаний // Зарубежная радиоэлектроника. 1975. N12. С. 70–76.

ФОРМИРОВАНИЕ ОДНОМЕРНЫХ ФОТОРЕФРАКТИВНЫХ РЕШЕТОК В КРИСТАЛЛАХ $\text{LiNbO}_3\text{:Fe}$ СВЕТОВЫМИ ПУЧКАМИ С БЕССЕЛЕ – ПОДОБНЫМИ ПРОФИЛЯМИ

*А.С. Черкашина, студент 5 курса; К.В. Шандарова аспирант каф.
СВЧ и КР; В.М. Шандаров, д.ф.-м.н., проф. каф. СВЧ и КР
ТУСУР, г. Томск, т.41-43-82, Sea-cruise@sibmail.com*

В последнее время в оптике представляет интерес формирование световых пучков с разными амплитудными профилями, особенно световых пучков, практически свободных от дифракции. К их числу относятся, в частности, бесселевы пучки. Их световое поле на экране выглядит как яркое пятно, окруженное системой концентрических колец (такое распределение интенсивности описывает известная в математике функция Бесселя, поэтому сами пучки и называют бесселевыми) [1].

Целью данной работы явилось исследование возможности формирования фоторефрактивных решеток (ФР) в кристалле $\text{LiNbO}_3\text{:Fe}$ одномерными световыми пучками с бесселе – подобными профилями, а также исследование эффектов распространения световых пучков в подобных решетках.

Экспериментальные методы

Фоторефрактивный эффект (ФРЭ) заключается в изменении показателя преломления диэлектрических или полупроводниковых материалов под действием света. К числу наиболее известных фоторефрактивных материалов относится LiNbO_3 , легированный, например, железом и медью.

В экспериментах использовались: He-Ne лазер, амплитудный транспарант (пары прямоугольных щелей с разным периодом в экране), цилиндрическая линза, ПЗС – камера, кристалл $\text{LiNbO}_3\text{:Fe}$.

Схема эксперимента по формированию ФР (аналог обсуждаемой в [2]) представлена на рис. 1. Излучение от двух щелей транспаранта (2), расположенного перед линзой (3) на расстоянии F , равном фокусному, формирует два параллельных пучка, пересекающихся за цилиндрической линзой. В результате образуется сложная интерференционная картина. С помощью ПЗС – камеры (4) изучается распределение интенсивности светового поля. Для формирования ФР в область интерференционного поля помещается образец $\text{LiNbO}_3\text{:Fe}$. Распределение интенсивности света на выходной поверхности кристалла контролируется в ходе эксперимента и сравнивается с картиной для входной грани.

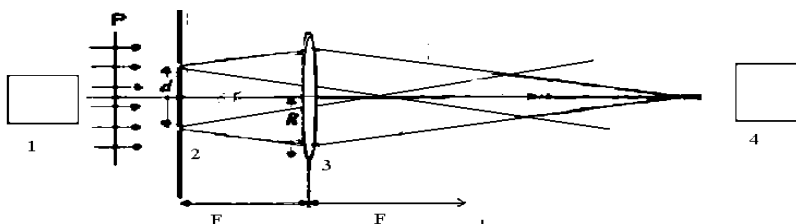


Рис. 1. Схема экспериментальной установки: 1 – He-Ne лазер, 2 – амплитудный транспарант; 3 – цилиндрическая линза, 4 – ПЗС камера

Экспериментальные результаты

Рис. 2 иллюстрирует распределения интенсивности в Бесселеподобном пучке при $F = 14$ см и расстоянии между центрами щелей транспаранта $d = 0,5$ мм. Видно, что распределение интенсивности света почти не изменяется при смещении видеокамеры в продольном направлении на 4 см. Пространственный период интерференционной картинке при этом составляет ~ 180 мкм.

Рис. 3 иллюстрирует результат формирования ФР в кристалле $\text{LiNbO}_3\text{:Fe}$ при параметрах $F = 3$ см; $d = 1,5$ мм. Изображение на рис. 3, а соответствует полю на входной поверхности кристалла. Сформированная ФР с пространственным периодом ~ 13 мкм состоит из 6 волноводных слоев. Волноводный эффект иллюстрирует рис. 3, б для светового поля на выходной поверхности кристалла при возбуждении одного волноводного слоя.

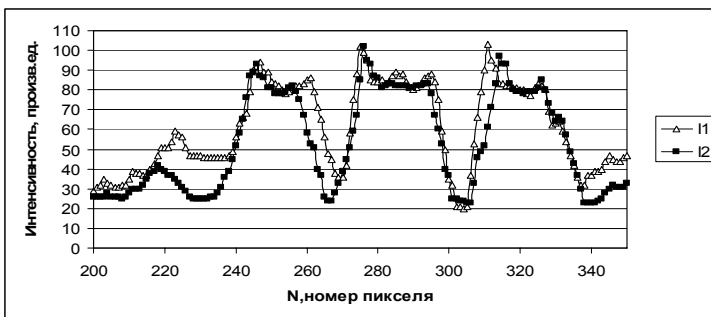


Рис. 2. Распределение интенсивности светового поля для $F = 14$ см и расстояния между центрами щелей $d = 0,5$ мм, I1 – камера на расстоянии 3 см от линзы, I2 – на расстоянии 7 см от линзы

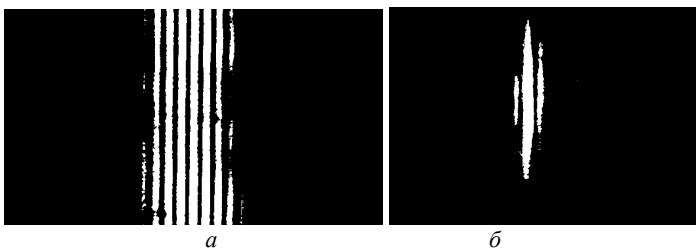


Рис. 3. Распределения интенсивности на входной поверхности кристалла в начале записи $\text{LiNbO}_3:\text{Fe}$ (а), и на выходной поверхности (б) при возбуждении одного волноводного слоя

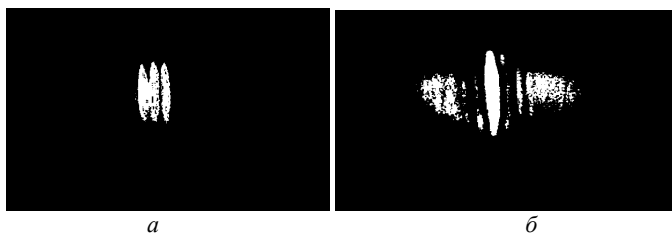


Рис. 4. Распределения интенсивности на выходной поверхности кристалла при возбуждении одного волноводного слоя в начальный момент (а) и через 30 мин (б). Световая мощность $P = 20$ мкВт, период структуры 13 мкм

Рис. 4 иллюстрирует одну из особенностей режима нелинейного распространения света в сформированной ФР. В эксперименте свет возбуждается в одном волноводном слое, но вследствие межволноводной связи на выходной поверхности кристалла он присутствует и в соседних слоях (рис. 4, а). Фоторефрактивный эффект приводит к из-

менению параметров ФР и с течением времени наблюдается туннелирование световой энергии из ФР в окружающую среду, что иллюстрирует рис. 4, б.

ЛИТЕРАТУРА

1. Голубев А. Оптический пинцет, с. 1–4, <http://nauka.relis.ru/05/>.
2. McGloin D., Dholakia K. «Bessel beams: diffraction in a new light», Contemporary Physics, Vol. 46, No. 1, January-February 2005. 15–28 с.

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ТРАНСФОРМАЦИИ МОДОВОГО СОСТАВА ОПТИЧЕСКОГО СИГНАЛА В НЕОДНОРОДНЫХ МНОГОМОДОВЫХ ВОЛОКНАХ

Р.С. Круглов, аспирант; В.Э. Аппельт, к.т.н.;

А.С. Задорин, д.ф.-м.н., проф. каф. СВЧиКР;

П.В. Чернов, студент 3 курса каф. СВЧиКР

ТУСУР, г. Томск, тел. (3822) 413643, CHepovsky@mail.ru

Современный уровень технологии производства оптических волокон (ОВ) не позволяет избежать случайных флуктуаций показателя преломления и микронеоднородностей (шероховатостей) на поверхности сердцевины ОВ. Особенностью передачи сигнала по такому волокну являются эффекты многократного рассеяния сигнала на стохастических нерегулярностях тракта, приводящие к межмодовой связи и быстро накапливающиеся с увеличением его длины [1–2]. Эти эффекты приводят к взаимодействию волноводных и излучательных мод (ИМ) ОВ и, в конечном счете, определяют изменение структуры и когерентности поля вдоль ОВ, его импульсную характеристику, а также уровень излучательного (недиссипативного) поглощения волноводных мод (ВМ).

Целью данной работы является создание компьютерной программы в среде программирования Delphi для моделирования процессов трансформации модового состава оптического сигнала в неоднородных многомодовых волокнах. В основу программы положена математическая модель преобразования средней интенсивности модового спектра $I(z)$ волноводного поля в многомодовом ОВ со ступенчатым профилем и шероховатой поверхностью сердцевины, основанная на матричной модели многократного рассеяния волноводных мод в ОВ.

Дискретный спектр мод нерегулярного ОВ будет характеризоваться двумя дополнительными параметрами: матрицей межмодового

рассеяния (ММР) ВМ M_{mn} , и вектором коэффициентов рассеяния α_i энергии ВМ в континуум ИМ [3]. Матрица M_{mn} , очевидно, определяет уровень межмодовой дисперсии ОВ и скоростные показатели, а α_i – энергетический потенциал системы. Оба показателя связаны между собой волноводными параметрами и статистическими характеристиками шероховатостей сердцевины ОВ, поэтому их корректное описание возможно только на основе самосогласованного решения стохастической задачи рассеяния связанных между собой ВМ в непрерывный угловой спектр ИМ.

На рисунке 1 представлена укрупненная блок-схема программы.



Рис. 1

Решение дисперсионных характеристик производится в приближении слабонаправляющего ($\Delta n/n \ll 1$), оптически линейного ОВ со ступенчатым профилем показателя преломления, без потерь. Процесс затухания ВМ в ОВ с шероховатой, но не поглощающей сердцевинной, с физической точки зрения является преобразованием дискретного набора ВМ в непрерывный континуум излучательных мод. При этом межмодовая связь поддерживается набором элементарных гармонических решеток, образующих трехмерный энергетический спектр шероховатостей $G(K)$.

Параметрами указанных решеток являются период Λ , вектор решетки $K=2\pi N_p/\Lambda$ с нормалью N_p и высота решетки $\delta \sim G^{1/2}$. В силу оптической линейности задачи, а также малости δ и статистической независимости компонент $G(K)$ рассеяние ВМ каждой решеткой происходит независимо от остальных. Это позволяет проводить расчет суммарного радиационного поля ВМ как суперпозицию полей, рассеянных ВМ на парциальных компонентах $G(K)$.

Методика расчета ММР для шероховатого ОВ основана на математической матричной модели трансформации модового спектра волноводного поля в многомодовом планарном оптическом волноводе с шероховатой поверхностью, подробно описанной в [3]. Однако в направляющей системе с цилиндрической симметрией появляется дополнительная степень свободы по угловой координате ϕ . Это приводит к тому, что возникают дополнительные связи между ВМ с разным азимутальным порядком. Указанная связь обеспечивается соответ-

вующей компонентой энергетического спектра шероховатости, дискретного по угловой пространственной частоте K_ϕ .

На основе расчетных данных, полученных при выполнении процедур программы, возможно построение графиков изменения средней интенсивности родительской моды и мод-потомков [3] и степени когерентности поля родительской моды от длины ОВ. На основе указанных данных можно сделать вывод о длине нормализации модового состава и прогнозировать характер динамических искажений формы светового импульса, передаваемого по данному волокну.

Кроме того, в программе предусмотрена возможность представления дисперсионных характеристик и профилей ВМ в графическом виде для заданных параметров ОВ.

Разработанный программный продукт также может использоваться в учебном процессе в качестве компьютерной лабораторной работы у студентов, обучающихся по специальностям телекоммуникационно-го профиля.

Работа выполнена при финансовой поддержке INTAS (Ref. N 04-83-3239).

ЛИТЕРАТУРА

1. Ваганов Р.Б. Многоволновые волноводы со случайными нерегулярностями [Текст] / Р.Б. Ваганов, Р.Ф. Мавеев, В.В. Мериади. М.: Сов. радио, 1972.
2. Басс Ф.Г. Рассеяние волн на статистически неровной поверхности [Текст] / Ф.Г. Басс, И.М. Фукс. М.: Наука, 1972.
3. Аппельт В.Э. Трансформация поля в многомодовом оптическом волноводе со случайными нерегулярностями поверхности пленки [Текст] / В.Э. Аппельт, А.С. Задорин, Р.С. Круглов // Оптика и спектроскопия. 2005. Т. 99. №4, с. 645–653.

ДИНАМИКА ФОТОИНДУЦИРОВАННОГО ПОГЛОЩЕНИЯ СВЕТА В КРИСТАЛЛАХ $\text{Bi}_{12}\text{TiO}_{20}\text{:Zn}$, $\text{Bi}_{12}\text{TiO}_{20}\text{:Al}$

В.И. Иткин, студент 5 курса каф. СВЧ и КР;

Н.В. Иванова, студент каф. ЭП; С.В. Шлыков, студент каф. ЭП;

М.Н. Кистенева, к.ф.-м.н.

ТУСУР, г. Томск, т. 41-36-43, mae@svch.rk.tusur.ru

Кристаллы титаната висмута ($\text{Bi}_{12}\text{TiO}_{20}$) относятся к семейству силленитов, характеризуются малым удельным оптическим вращением, высокой скоростью фоторефрактивного отклика и хорошими фо-

топроводящими свойствами в видимой области спектра [1]. На их основе реализованы схемы усиления, обращения и самообращения волнового фронта световых пучков; адаптивные голографические интерферометры, фильтры пространственных частот и фотоприемники, а также другие устройства динамической голографии [1]. На величину и скорость эффектов, наблюдаемых при освещении кристалла излучением из видимой и ближней инфракрасной области, большое влияние могут оказывать примесные и дефектные центры [2]. С их присутствием связывается, в частности, наблюдаемое в этих кристаллах значительное фотоиндуцированное поглощение света [2].

В настоящей работе приведены результаты экспериментального исследования динамики фотоиндуцированного поглощения света в кристаллах $\text{Bi}_{12}\text{TiO}_{20}\text{:Zn}$, $\text{Bi}_{12}\text{TiO}_{20}\text{:Al}$. Исследование проводилось на установке, описанной в работе [3]. В качестве источников освещения использовалось некогерентное узкополосное излучение полупроводниковых светодиодов с центральными длинами волн $\lambda \approx 470, 515, 570, 625$ и 660 нм.

В экспериментах исследовались два монокристаллических образца титаната висмута, выращенных по методу Чохральского из раствора в расплаве в Институте общей и неорганической химии РАН им. Н.С. Курнакова. Оба кристалла имели хорошее оптическое качество и полированные грани (100). Кристалл, легированный цинком, имел толщину $0,12$ мм, кристалл, легированный алюминием – толщину $0,65$ мм в направлении распространения света.

Засветка кристалла проводилась в течение 40 минут. В экспериментах измерялась интенсивность прошедшего через кристалл излучения $I_s(t)$. Для получения временных зависимостей фотоиндуцированных изменений в поглощении экспериментальные данные обрабатывались с использованием формулы:

$$\Delta\alpha(t) = \frac{1}{d} \ln \left(\frac{I_s(t)/I_k(t)}{I_s(0)/I_k(0)} \right), \quad (1)$$

где I_k – интенсивность излучения контрольного канала, d – толщина кристалла.

Временные зависимости фотоиндуцированного изменения коэффициента поглощения света $\Delta\alpha(t)$ в образцах $\text{Bi}_{12}\text{TiO}_{20}\text{:Zn}$ и $\text{Bi}_{12}\text{TiO}_{20}\text{:Al}$ при засветке излучением с разными длинами волн представлены на рис. 1 и 2 соответственно.

При засветке кристалла излучением с длиной волны $\lambda \approx 660$ нм стационарный уровень изменений в поглощении достигал значения $\Delta\alpha \sim 0,05 \text{ см}^{-1}$ за время равное ~ 250 с. При переходе к $\lambda \approx 470$ нм ста-

ционный уровень $\Delta\alpha$ достигал значения $\sim 0,7 \text{ см}^{-1}$. При этом участок быстрого роста поглощения составлял 60 с.

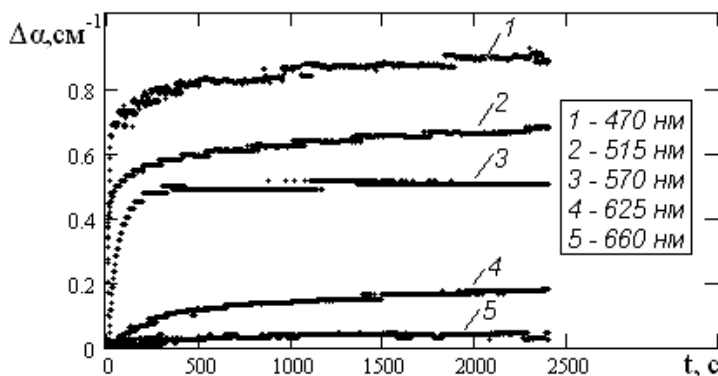


Рис. 1. Динамика фотоиндуцированного поглощения света в кристалле $\text{Bi}_{12}\text{TiO}_{20}:\text{Zn}$ на длинах волн $\lambda \approx 660, 625, 570, 515$ и 470 нм

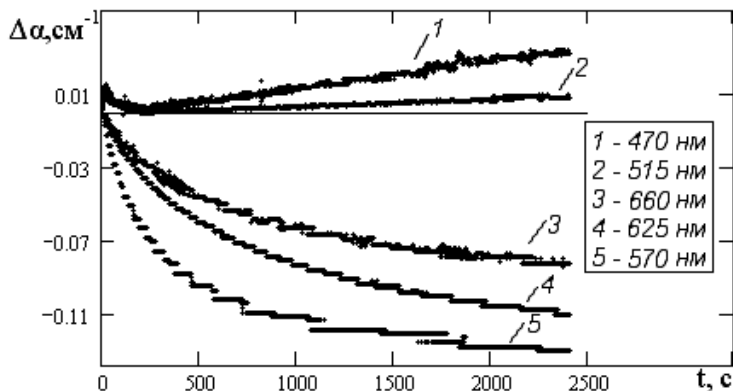


Рис. 2. Динамика фотоиндуцированного поглощения света в кристалле $\text{Bi}_{12}\text{TiO}_{20}:\text{Al}$ на длинах волн $\lambda \approx 660, 625, 570, 515$ и 470 нм

При засветке кристалла $\text{Bi}_{12}\text{TiO}_{20}:\text{Al}$ излучением с длинами волн $\lambda \approx 570, 625, 660 \text{ нм}$ наблюдалось просветление образца. Максимальное просветление кристалла $\Delta\alpha \sim 0,12 \text{ см}^{-1}$ наблюдалось при освещении образца светом с длиной волны $\lambda \approx 570$. Переход к коротковолновому освещению ($\lambda \approx 515 \text{ нм}$) вызывает увеличение собственного коэффициента поглощения.

Работа выполнена в рамках программы «Развитие научного потенциала высшей школы (2006–2008 гг.)»

ЛИТЕРАТУРА

1. Петров М.П., Степанов С.И., Хоменко А.В. Фоторефрактивные кристаллы в когерентной оптике. СПб.: Наука, 1992. 318 с.
2. Малиновский В.К., Гудаев О.А., Гусев В.А., Деменко С.И. Фотоиндуцированные явления в силленитах. Новосибирск: Наука, 1990. 160 с.
3. А.Е. Мандель, А.М. Плесовских, С.М. Шандаров и др. Известия Вузов. Физика, 12, С. 48–54. (2003).
4. Каргин Ю.Ф., Бурков В.И., Марьин А.А. Егорышева А.В. Кристаллы $\text{Bi}_{12}\text{M}_x\text{O}_{20+\delta}$ со структурой силленита. Синтез, строение, свойства. М., 2004. 312 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ, ФОРМИРУЕМЫХ НЕКОГЕРЕНТНЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ В ФОТОРЕФРАКТИВНЫХ ОБРАЗЦАХ НИОБАТА ЛИТИЯ

А.В. Канишу, студент 5 курса каф. СВЧиКР;

В.М. Шандаров, д.ф.-м.н., проф. каф. СВЧиКР

ТУСУР, г. Томск, т. 8-913-840-34-44, 151kav@ms.tusur.ru

Одной из актуальных задач в оптике в настоящее время является формирование световых пучков со сложными амплитудными профилями. Для этого могут использоваться как пассивные оптические элементы (аксиконы и голограммы), так и управляющие элементы, например, жидкокристаллические или электрооптические пространственные модуляторы света [1]. Целью данной работы явилось исследование возможности формирования элементов для трансформации поля световых пучков на основе кристаллов ниобата лития (LiNbO_3), легированных фоторефрактивными примесями (Fe, Cu, Ti), при использовании некогерентного излучения ультрафиолетовой и сине-зеленой областей видимого спектра.

Фоторефрактивный эффект проявляется в материалах, обладающих линейным электрооптическим эффектом и заключается в изменении показателя преломления под действием света. К числу наиболее известных фоторефрактивных материалов относится LiNbO_3 , легированный железом, медью или их комбинациями. Его фоторефрактивная чувствительность максимальна в сине – зеленой области видимого спектра [2]. Активные примеси могут вводиться в кристалл как в процессе выращивания, так и диффузией с поверхности специально подготовленных образцов. Последний метод позволяет варьировать в ши-

роких пределах фоторефрактивные свойства материала в разных участках подложки. Используя такие образцы и источники некогерентного коротковолнового излучения, можно формировать фазовые транспаранты различной конфигурации.

В наших экспериментах для формирования фоторефрактивных голограмм использовалась амплитудная маска в виде решетки с периодом $d=150$ мкм. Она размещалась на поверхности образцов так, что границы между освещенной и неосвещенной областями были перпендикулярны направлению оптической оси кристалла. Затем образцы экспонировались некогерентным излучением синего ($\lambda = 470$ нм, сила света – 20 кд), зеленого ($\lambda = 505$ нм, сила света – 20 кд), либо ультрафиолетового ($\lambda = 380$ нм, сила света – 0,2 кд) светодиода. Время экспозиции изменялось от 10 мин до 1,5 ч.

В экспериментах использовались образцы LiNbO_3 Y – среза:

- образец $\text{LiNbO}_3\text{:Cu}$, легированный в процессе выращивания кристалла, с толщиной 2 мм;

- образец LiNbO_3 с диффузионным легированием поверхности комбинацией ионов Fe и Cu (глубина диффузии Fe ~ 10 мкм, а Cu – около 120 мкм), с толщиной 3 мм;

- образец LiNbO_3 с диффузионным легированием поверхности комбинацией Ti и Cu (глубина диффузии Ti ~ 2 мкм, а Cu – 50 мкм), с толщиной 3 мм.

Экспонированные участки образцов зондировались световым пучком (излучение He-Ne лазера с длиной волны $\lambda = 633$ нм) и поле прошедшего пучка исследовалось как в ближней зоне (на выходной поверхности образца и вблизи нее), так и в дальней зоне. Поле в ближней зоне изучалось с помощью ПЗС – камеры. При исследовании поля в дальней зоне измерялась дифракционная интенсивность света в введенной фазовой решетке для максимумов порядка m .

На рис. 1 представлены типичные распределения интенсивности света на выходной поверхности кристалла (а) и на некотором расстоянии от нее (б). В этом случае наблюдается воспроизведение характеристических размеров амплитудной маски. Видно, что в поле на выходной плоскости образца амплитудная модуляция незначительна, что подтверждает фазовый характер оптически индуцированной структуры. Амплитудная модуляция становится достаточно сильной при расстояниях в 5–10 мм от этой плоскости, что обусловлено интерференцией составляющих углового спектра, соответствующих разным дифракционным порядкам. В экспериментах формирование фазовых дифракционных структур наблюдалось для всех исследованных образцов. Время экспозиции 10 мин было достаточным для проявления ди-

фракции света на индуцированных фазовых решетках. В нелегированном образце такие решетки не наблюдались даже при времени экспозиции более 1,5 ч.

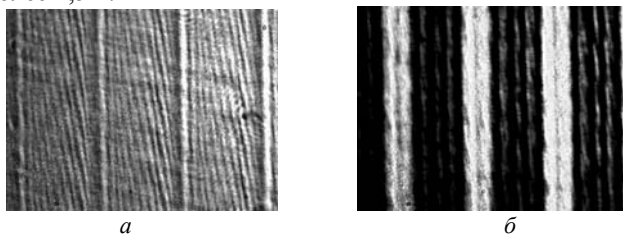


Рис. 1. Снимки распределения интенсивности, полученные с помощью ПЗС камеры на поверхности кристалла (а) и на некотором расстоянии от поверхности кристалла (б)

Получены и исследованы также распределения интенсивностей дифракционных максимумов в дальней зоне, которые зависят от времени экспозиции, длины волны света и материала, в котором индуцируется фоторефрактивная голограмма. На рис. 2 представлены зависимости относительной интенсивности разных дифракционных максимумов $K(m)$ для различных кристаллов на длине волны $\lambda = 380$ нм при времени засветки $t = 25$ мин (рис. 2, а) и $t = 80$ мин (рис. 2, б). Численное моделирование показало, что зависимости интенсивности дифракционных максимумов от их порядка не всегда соответствуют ожидаемым для дифракции Рамана–Ната результатам.

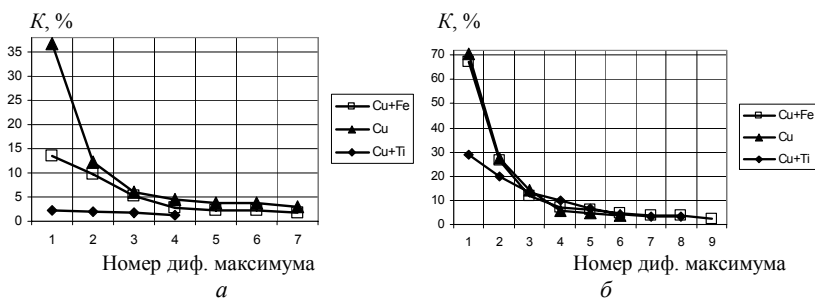


Рис. 2. Зависимость K от номера дифракционного максимума m

В заключение отметим, что эксперименты продемонстрировали возможность создания фазовых транспарантов различных конфигураций на основе ниобата лития, легированного фоторефрактивными примесями. Такие транспаранты могут формироваться с помощью маломощных некогерентных источников света и допускают возможность

реконфигурации, благодаря реверсивности фоторефрактивных голограмм.

ЛИТЕРАТУРА

1. Петров, М.П., Степанов, С.И., Хоменко, А.В. Фоторефрактивные кристаллы в когерентной оптике. С.-ПБ.: Наука, 1992.
2. K. Buse, A. Adibi, and D. Psaltis. Non-volatile holographic storage in doubly doped lithium niobate crystals // Nature. 1998. Vol. 393. P. 665.

МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ В ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЯХ СВЯЗИ

А.А. Кравченко, студент 3 курса гр. 363-4 каф. ПрЭ

ТУСУР, г. Томск, т. 8-913-862-47-41, andrey-angel@mail.ru

Современная эпоха характеризуется стремительным процессом информатизации общества. Это сильнее всего проявляется в росте пропускной способности и гибкости информационных сетей. Полоса пропускания в расчете на одного пользователя стремительно увеличивается.

В достаточной мере отвечать растущим объемам передаваемой информации на уровне сетевых магистралей можно используя оптическое волокно. Оптическое волокно в настоящее время считается самой совершенной физической средой для передачи информации, а также самой перспективной средой для передачи больших потоков информации (до десятков терабит в секунду) на значительные расстояния.

Волоконно-оптическая линия связи (ВОЛС) – это вид системы передачи, при котором информация передается по оптическим диэлектрическим волноводам (диаметр оболочки 125мкм, без защитных оболочек, а диаметр светонесущей жилы $8\div 85$ мкм), известным под названием «оптическое волокно». Волоконно-оптическая сеть – это информационная сеть, связывающими элементами между узлами которой являются волоконно-оптические линии связи. Технологии волоконно-оптических сетей помимо вопросов волоконной оптики охватывают также вопросы, касающиеся электронного передающего оборудования, его стандартизации, протоколов передачи, вопросы топологии сети и общие вопросы построения сетей.

Передача информации по ВОЛС имеет целый ряд достоинств перед передачей по медному кабелю. Стремительное внедрение в информационные сети оптических линий связи является следствием преимуществ, вытекающих из особенностей распространения сигнала в оптическом волокне.

С целью повышения эффективности передающей среды (носителя) и ее адаптации под множество разнородных приложений применяется передача одновременно сразу нескольких информационных сигналов в одном носителе – **мультиплексирование**.

Различают два основных вида мультиплексирования.

- **Частотное мультиплексирование** FDM: каждому сигналу отводится определенная доля всей частотной полосы носителя, так что на одном носителе существуют одновременно сразу несколько сигналов (рис. 1, а). Преимущественно используется область спектра от 1,3 нм (230 ТГц) до 1,6 нм (188 ТГц). Для плотного волнового мультиплексирования используется область спектра 1530–1560 нм.

- **Временное мультиплексирование** TDM: сигналу каждого приложения выделяется вся полоса носителя, но на короткий промежуток времени – тайм-слот, так что мультиплексный сигнал представляется в виде последовательности сменяющих друг друга тайм-слотов, ответственных за разные приложения (рис.1, б). В рамках TDM различают *синхронное* мультиплексирование, каждому приложению соответствует тайм-слот с определенным порядковым номером в периодической последовательности слотов, и *асинхронное* или *статистическое* мультиплексирование, когда приписывание тайм-слотов приложениям происходит более свободным образом, например, по требованию.

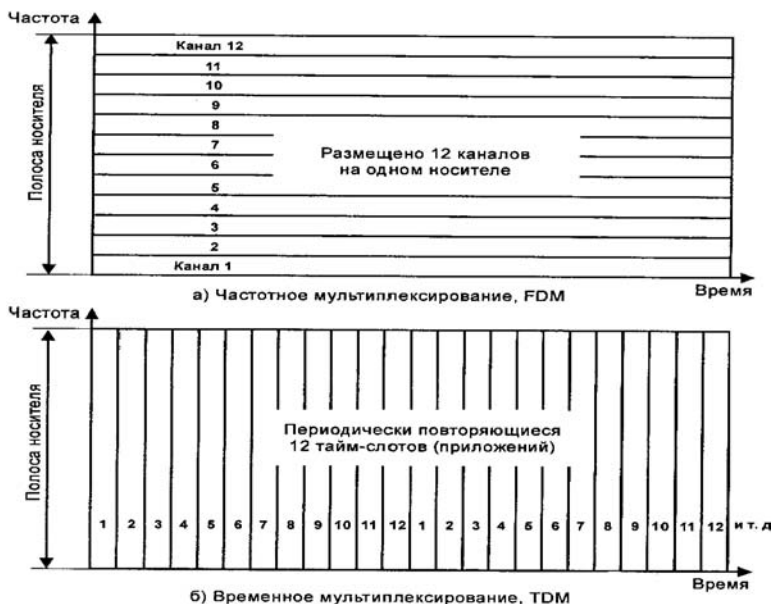


Рис. 1. Основные виды мультиплексирования

Сравнительный анализ синхронного и статистического методов временного мультиплексирования показывает, что преимущества одного метода можно рассматривать в некоторой степени как недостатки другого.

Синхронное и статистическое мультиплексирование TDM

Преимущества синхронного TDM	Недостатки статистического TDM
♦ Простая технология изготовления мультиплексора • Гарантированная полоса пропускания для всех приложений, потери при передаче отсутствуют • Не требуется использование специальных идентификаторов каналов • Высокая защищенность потока данных внутри тайм-слота	• Более сложная технология изготовления мультиплексора, выше стоимость • Могут быть потери или задержки в приложениях с меньшим приоритетом – не всегда гарантируется полоса • Требуется использование специальных идентификаторов каналов, которые являются служебными и отнимают часть полосы. Более сложное конфигурирование
Преимущества статистического TDM	Недостатки синхронного TDM
• Выше эффективность мультиплексного канала при работе с сетями передачи данных • Приложение может использовать всю полосу канала, если он свободен. Емкие критические к задержкам приложения могут быть быстро переданы • Допускается система приоритетов по получению доступа и к каналу и по требуемой полосе для приложения • Высокая гибкость в организации соединений	• Низкая эффективность при работе с сетями передачи данных • Приложение может использовать только емкость отведенного тайм-слота

Терабитный барьер передачи данных по одному волокну был преодолен в 1996 году, когда компании AT&T, Fujitsu и NTT успешно продемонстрировали рекордную пропускную способность, мультиплексировав в одно волокно 55 DWDM каналов, при скорости передачи на канал 20 Гбит/с, что обеспечило суммарную скорость 1,1 Тбит/с.

ЛИТЕРАТУРА

1. Убайдуллаев Р.Р. Волоконно-оптические сети: Эко-Трендз, 2001г. 267с
2. Волоконно-оптические системы передач / В.Я. Гитин, Л.Н. Кочановский.: Радио и связь, 2003. 128 с.
3. Волоконно-оптические системы связи / Р. Фриман: Техносфера, 2003. 440 с.

ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНОСТИ ОПТИЧЕСКОГО ВОЛОКНА НА ПЕРЕДАЧУ СИГНАЛОВ

***А.В. Крисецкая, студент 5 курс гр. 151 РТФ; П.В. Чернов, студент
3 курса гр. 153 РТФ; В.И. Ефанов, доц. каф. СВЧиКР
ТУСУР, г. Томск, т. 510-777, evi@main.tusur.ru***

Высокий уровень потребности в обмене информацией привел к увеличению объемов передачи данных по международным сетям связи, и, как следствие, к росту пропускной способности каналов связи.

Оптическое волокно (ОВ) оказалось именно той средой передачи, которая смогла справиться с этими огромными потоками информации. Дальнейшее улучшение технологии временного мультиплексирования, TDM, ограничено вследствие сложности оборудования для модуляции и мультиплексирования. Дальнейшее увеличение полосы пропускания смогла обеспечить технология волнового мультиплексирования, WDM.

Внедрение волнового уплотнения в системы связи ведет к значительному возрастанию передаваемой мощности. Даже если мощность сигналов в каждом канале не слишком велика, при малой эффективной площади ($A_{\text{эфф}}$) сечения ОВ, интенсивность излучения становится значительной, и в диэлектрическом оптическом волокне возможны нелинейные явления. С помощью подбора легирующих добавок и формы показателя преломления, эффективную площадь удастся существенно увеличить, что позволило в последних разработках систем DWDM вводить в нелинейное волокно суммарную мощность группового сигнала порядка +30 дБм (1 Вт).

Нелинейные эффекты, возникающие в ОВ, представляют собой фундаментальные ограничения по объему информации, который может быть передан по отдельному ОВ в единицу времени. Если на ранней стадии развития ВОЛС единственными проблемами являлись погонные оптические потери и дисперсия, то сейчас на лидирующее место в проблемах ВОЛС стали выходить нелинейные эффекты.

Целью данной работы является анализ факторов, ухудшающих качество передаваемых информационных сигналов вследствие нелинейных эффектов, возникающих в оптических волокнах, в одноволновом и многоволновом режимах работы.

Нелинейные оптические эффекты в ОВ можно разбить на два класса: эффекты упругого и неупругого рассеяния. К эффектам нелинейного упругого рассеяния относятся эффекты, в которых не происходит обмена энергией между полем световой волны и диэлектрической средой. В класс эффектов неупругого рассеяния попадают нелинейные эффекты, в которых световая волна передает часть своей энергии нелинейной среде.

Вынужденное бриллюэновское рассеяние (SBS–Stimulated Brillouin Scattering) устанавливает верхний предел на уровень оптической мощности, который может быть передан по оптическому волокну. Явление приводит не только к ослаблению сигнала, передаваемого по ОВ в прямом направлении, но и к значительному повышению уровня шумов.

Вынужденное рамановское рассеяние (SRS – Stimulated Raman Scattering) не ограничивает непосредственно уровень мощности, вводимой в ОВ. SRS приводит к перекрестным помехам между каналами и к неравномерному распределению мощности по частотному диапазону. SRS вследствие относительно высокой пороговой мощности (порядка 30 dBm) не является существенной проблемой при небольшом количестве каналов, но может создать серьезные проблемы в системах с большим числом длин волн.

Четырехволновое смешение (FWM – Four-Wave Mixing) является одним из самых опасных нелинейных оптических явлений в системах, использующих несколько несущих длин волн. Данное явление приводит к ухудшению отношения сигнал-помеха канала и, следовательно, к увеличению уровня коэффициента ошибок BER. Наряду с рассмотренными явлениями на качество передачи оптических сигналов влияют и такие явления, как фазовая самомодуляция и перекрестная фазовая модуляция.

В работе проведена систематизация, рассмотрена практическая значимость исследуемых эффектов.

В соответствии с поставленной целью нами был выполнен расчет величины пороговой мощности эффектов неупругого рассеяния. На основе полученных результатов были сделаны попытки моделирования программными методами исследуемых явлений с целью их визуализации, а также возможности определения величины пороговой мощности.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Иванов А.Б.* Волоконная оптика: компоненты, системы передачи, измерения. М.: Компания САЙРУС СИСТЕМС, 1999.
2. *Листвин А.В., Листвин В.Н., Швырков Д.В.* Оптические волокна для линий связи. М.: ЛЕСАРпт, 2003.

ЗАТУХАНИЕ ВОЛНОВОДНЫХ МОД В ОПТИЧЕСКОМ ВОЛОКНЕ С ШЕРОХОВАТОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ СЕРДЦЕВИНЫ

Р.С. Круглов, аспирант каф. СВЧиКР; В.Э. Анпельт, к.т.н.;

А.С. Задорин д.ф.-м.н., проф. каф. СВЧиКР

ТУСУР, г. Томск, тел. (3822) 413643, krs@mail.ru

Затухание сигнала в полимерных оптических волокнах (ПОВ) обусловлено несколькими факторами. Эти факторы можно классифицировать на две группы: потери на поглощение и радиационные потери [1]. Радиационные потери, называемые рэлеевскими, обусловлены рассеянием световой энергии в объеме материала на неоднородностях, возникающих вследствие флуктуации плотности полимеров. Указанный механизм рассеяния является наиболее трудно устранимым фактором потерь. К радиационным потерям также относят потери, обусловленные рассеянием света на неоднородностях границы раздела «сердцевина-оболочка». Как показано в работе [2] для многих типов ПОВ этот фактор вносит значительный вклад в затухание оптической энергии.

Целью данной работы является определение уровня излучательных потерь волноводных мод (ВМ) в волокне с шероховатой границей раздела сред «сердцевина-оболочка». В расчете применяется модель взаимодействия волноводных и излучательных мод (ИМ) в шероховатом оптическом волокне (ОВ), основанная на стандартном методе связанных волн (МСВ).

С физической точки зрения процесс затухания ВМ в ОВ с шероховатой сердцевинной, является преобразованием дискретного набора ВМ в непрерывный континуум ИМ. При этом межмодовая связь поддерживается набором элементарных гармонических решеток, образующих энергетический спектр шероховатостей $G(\mathbf{K})$. Параметрами указанных цилиндрических дифракционных решеток (ЦДР) являются период Λ , вектор решетки $\mathbf{K} = 2\pi\mathbf{N}_p/\Lambda$ с нормалью N_p и высота решетки $\delta \sim G^{1/2}$. В силу оптической линейности задачи, а также малости δ и статистической независимости компонент $G(\mathbf{K})$ рассеяние ВМ каждой решеткой происходит независимо от остальных. Это позволяет проводить расчет суммарного радиационного поля ВМ как суперпозицию полей, рассеянных на парциальных компонентах $G(\mathbf{K})$.

С этой целью рассмотрим рассеяние ВМ одной такой решеткой с вектором решетки $\mathbf{K}_0$, представляющей собой элементарное гармоническое возмущение $U(r,z)$ поверхностного слоя ОВ. Допустим, что в ОВ возбуждается единственной монохроматической ВМ $E_s(\mathbf{r})$. Область ЦДР оказывает возмущающее действие на моду $E_s(\mathbf{r})$. Ее поле вдоль ЦДР трансформируется, возбуждая поле цилиндрической ИМ $E(\mathbf{r})$ [3].

Амплитуда $U(r)$ решетки связана с энергетическим спектром шероховатостей как $G(K_{00})=U(K_{00}) \cdot U^*(K_{00})$. При этом направление ИМ зададим двумя углами – азимутальным β и сагиттальным ν . Опираясь на результаты, полученные в [4], приходим к искомой формуле для угловой зависимости парциального коэффициента радиационного затухания ВМ:

$$\alpha_{\tau,\perp} = \frac{2\pi k_0 G(K_{00}(\nu, \beta)) (\xi(\nu, \beta))}{k_{s0} \int_0^{2\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{N_m\left(\frac{wr}{a}\right)}{N_m(w)} \cdot \left(\frac{N_m\left(\frac{wr}{a}\right)}{N_m(w)} \right)^* r dr d\varphi} \times$$

$$\times \operatorname{Re} \left\{ \int_a^{a+\delta} \frac{N_m\left(\frac{wr_2}{a}\right)}{N_m(w)} r_2 e^{-j\left(\Delta K_0 r_2 + (2m+1)\frac{\pi}{4}\right)} \int_a^{r_2} \frac{\frac{N_m\left(\frac{w\eta}{a}\right)}{N_m(w)} e^{j\left(\Delta K_0 \eta - (2m+1)\frac{\pi}{4}\right)}}{\sqrt{\frac{2}{\pi k_{\eta} \eta} \left(n_{cl} \sin \nu + \frac{j}{2k_0 \eta} \right)}} d\eta dr_2 \right\}. \quad (1)$$

где ξ – коэффициент связи мод; N_m – функция Неймана порядка m , описывающая профиль ВМ в области оболочки.

Общий уровень затухания α_m любой из N волноводных мод определяется, с учетом δ – коррелированности компонент спектра $G(\mathbf{K})$ однородного стохастического поля шероховатостей поверхности ОВ, как сумма потерь, связанных с излучением ИМ во все возможные угловые направления, т.е.:

$$\alpha_m = \int_{0\theta_{\text{кр}}(\beta)}^{\pi} \int_{\pi}^{\pi} \alpha(\nu, \beta) d\nu d\beta, \quad (2)$$

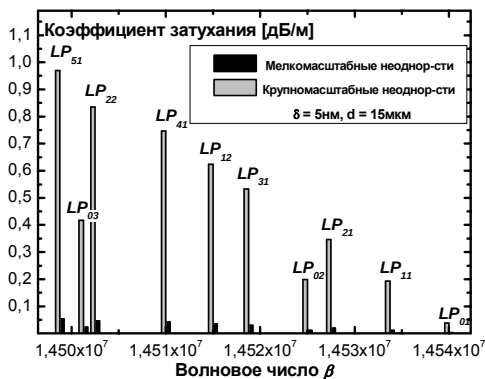
где $\theta_{\text{кр}}(\beta)$ – критический угол ввода для ОВ.

На рисунке представлены результаты расчета коэффициентов затухания ВМ по формуле (2). Расчет выполнен для случая многомодового волокна со следующими параметрами: показатели преломления $n_{\text{co}} = 1,504$, $n_{\text{cl}} = 1,5$; диаметр волокна $d = 15$ мкм; длина волны излучения $\lambda = 650$ нм. Масштаб неоднородности $k \cdot l_c$ вдоль оси волокна определяется величиной радиуса корреляции шероховатости. Результаты моделирования для случая крупно- ($k \cdot l_c = 48,3$) и мелкомасштабных

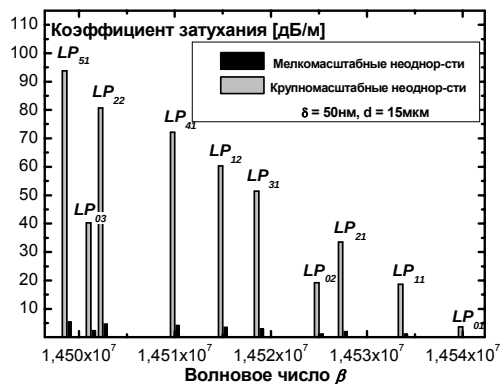
шероховатостей сердцевины ($k \cdot l_c = 0,097$) представлены на рисунке (а) и (б) серым и черным цветами соответственно. При этом радиус корреляции шероховатости в угловом направлении l_ϕ был принят постоянной величиной ($k \cdot l_\phi \gg 1$) таковой, что эффективный энергообмен между ВМ и ИМ обеспечивала только нулевая гармоника спектра $G(K_\phi = 0)$.

Из представленных графиков видно, что ВМ высших порядков имеют значительно больший коэффициент затухания. Это приводит к их быстрому истощению при распространении вдоль ОВ. При этом, ВМ, принадлежащие группе меридиональных лучей (LP_{01} , LP_{02} , LP_{03} и т.д.), затухают медленнее в сравнении с ВМ из группы косых лучей.

Работа выполнена при финансовой поддержке INTAS (Ref. N 04-83-3239).



а



б

ЛИТЕРАТУРА

1. Бутусов М.М., Верник С.М. и др. Под ред. Гомзина В.Н. Волоконно-оптические системы передачи. М.: радио и Связь, 1992. 416с.: ил.
2. Bunge C.-A., Kruglov R., Zubia J. Scattering Properties of Polymer Optical Fibres // Proc. of the 30th European Conference on Optical Communication "ECOC 2004", Stockholm, Sweden, We4.P.035
3. Анпельт В.Э., Задорин А.С., Круглов Р.С. Трансформация поля в многомодовом оптическом волноводе со случайными нерегулярностями поверхности пленки // Оптика и спектроскопия – 2005, том 99, №4, с. 645-653.
4. Анпельт В.Э., Круглов Р.С., Задорин А.С. Аналитическая модель волоконно-оптической решетки ввода-вывода // Известия вузов. Физика. Приложение, 2005. №6. С. 65-66.

ИССЛЕДОВАНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ ОПТИЧЕСКОГО ПОГЛОЩЕНИЯ В КРИСТАЛЛЕ LiNbO_3 ПРИ УЧЕТЕ ВЛИЯНИЯ ИЗМЕНЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ

В.Г. Круглов, студент 5 курса каф. СВЧМКР;

А.В. Гусев, студент 3 курса РТФ; П.А. Карпушин;

В.М. Шандаров, д.ф.-м.н., проф. каф. СВЧМКР

ТУСУР, г. Томск, т. 8-903-915-00-24, kv333@mail2000.ru

В современной оптике уделяется значительное внимание исследованию нелинейно-оптических эффектов в электрооптических кристаллах и созданию элементов и устройств на их основе (оптических переключателей, оптических и волоконно-оптических датчиков и т.п.). Целью данной работы явилось исследование влияния изменения температуры окружающей среды на величину оптического пропускания образцов ниобата лития (LiNbO_3), легированного фоторефрактивными примесями Fe и Cu, зависящую от изменения оптического поглощения материала, индуцированного излучением He-Ne лазера ($\lambda = 633$ нм). В данном случае причиной светоиндуцированного изменения оптического поглощения может являться наличие в кристалле разных фоторефрактивных примесей с разным положением соответствующих им энергетических уровней в запрещенной зоне кристалла [1]. В работе исследуются кристаллы LiNbO_3 с легированием приповерхностных слоев комбинациями ионов Fe и Cu путем термической диффузии из тонких металлических пленок. Исследовались образцы $\text{LiNbO}_3\text{:Fe:Cu}$ с глубиной диффузии ~ 50 мкм для обеих примесей и $\text{LiNbO}_3\text{:Ti:Fe:Cu}$ с глубиной диффузии ~ 25 мкм для Fe и 150 мкм для Cu.

Схема эксперимента представлена на рис. 1. Здесь луч He-Ne лазера зондирует исследуемый образец в направлении нормали к его поверхности. Мощность зондирующего луча ослабляется светофильтром (1), выходная мощность лазера контролируется с помощью фотодиода (2) и светоделительного кубика (3). Линза (4) с фокусным расстоянием 18 см фокусирует зондирующий пучок на выходную поверхность образца, образец LiNbO_3 (5) размещен на столике с микрометрической подвижкой. Мощность прошедшего светового пучка измеряется с помощью линзы (7) и фотодиода (8), термометр (6) контролирует температуру вблизи образца.

В экспериментах выявлена существенная зависимость величины оптического пропускания исследуемых образцов, определяемого нормированной на выходную мощность лазера мощностью прошедшего пучка, от температуры окружающей среды. Так, изменение температуры менее чем на 1°C приводило к изменению оптического пропуска-

ния образца более чем на 20%. Выявлено также, что экспозиция исследуемых образцов излучением He-Ne лазера приводит к возрастанию оптического поглощения материала в освещенной области. Некоторые экспериментальные результаты иллюстрируются зависимостями величины оптического пропускания для образца $\text{LiNbO}_3\text{:Fe:Cu}$ от пространственной координаты вдоль направления, параллельного оптической оси кристалла (рис. 2). Оптическое пропускание в каждой точке измерялось при «включении» зондирующего пучка на время менее 5 с.

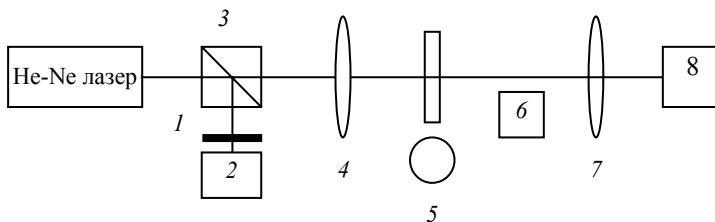


Рис. 1. Схема экспериментальной установки

Таким путем получена зависимость 1. Затем в точке с координатой $z = 150$ мкм образец экспонировался зондирующим пучком в течение 30 мин, при температуре окружающей среды $T = 26^\circ \text{C}$. В результате пропускание образца в данной точке возросло на величину $\sim 3\%$. Подобные измерения в тех же точках образца многократно повторялись в течение последующих двух суток с одновременным измерением температуры вблизи образца. Из рис. 2 видно, что при изменении температуры оптическое пропускание в неэкспонированных точках может значительно возрастать, в то время как в экспонированной точке его

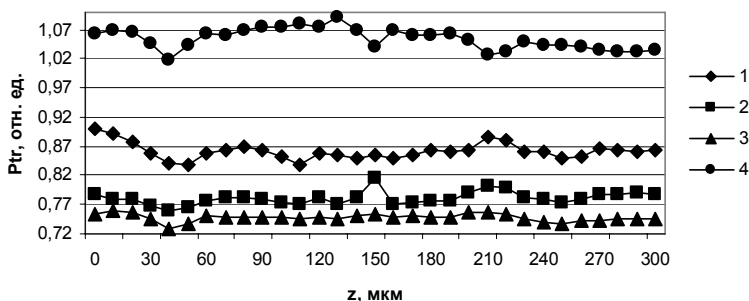


Рис. 2. Изменение нормированного оптического пропускания в образце $\text{LiNbO}_3\text{:Fe:Cu}$ при различных значениях температуры
1 – до засветки $T = 26^\circ \text{C}$; 2, 3, 4 – после засветки в разные моменты времени

изменение при этом меняет знак и величину. Математическое моделирование показало, что полученные результаты объясняются температурной зависимостью показателя преломления материала и переотражением зондирующего светового пучка от поверхностей подложки. Характер же изменения оптического пропускания в экспонированной области относительно неэкспонированных участков свидетельствует об увеличении оптического поглощения $\text{LiNbO}_3\text{:Fe:Cu}$ при воздействии излучения He-Ne лазера.

Аналогичные эффекты наблюдались и для образца $\text{LiNbO}_3\text{:Ti:Fe:Cu}$ с сильно отличающейся глубиной диффузии активных примесей Fe и Cu. Ранее эффекты фотоиндуцированного изменения оптического поглощения наблюдались в кристаллах $\text{LiNbO}_3\text{:Fe:Mn}$, $\text{LiNbO}_3\text{:Mg}$, $\text{LiNbO}_3\text{:Fe:Cu}$ [2 – 4], легированных примесями в процессе выращивания, при воздействии излучения с длинами волн от зеленой до ближней ультрафиолетовой частей видимого диапазона.

ЛИТЕРАТУРА

1. Петров М.П., Степанов С.И., Хоменко А.В. Фоторефрактивные кристаллы в когерентной оптике. С.-ПБ.: Наука, 1992.
2. K. Buse, A. Adibi, and D. Psaltis. "Non-volatile holographic storage in doubly doped lithium niobate crystals" *Nature*, 393, (1998) 665.
3. Y. Furukawa, K. Kitamura, A. Alexandrovski, R.K. Route, M.M. Fejer, G. Foulon. "Green-induced infrared absorption in MgO doped LiNbO_3 ", *Appl. Phys. Lett.* 78, (2001) 1970.
4. D.Liu, L.Liu, C.Zhou, L.Ren. "Nonvolatile holograms in $\text{LiNbO}_3\text{:Fe:Cu}$ by use of a bleaching effect" *Appl. Opt.*, 41, (2002) 6809.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ МИКРОНЕОДНОРОДНОСТЕЙ ВОЛНОВОДНОГО СЛОЯ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛАЗЕРНОГО ДИОДА

*Е.Ю. Марципака, А.А. Шибельзут, студенты 3 и 5 курсов;
В.Э. Анпельт, к.т.н.; А.С. Задорин, д.ф.-м.н., проф. каф. СВЧиКР
ТУСУР, г. Томск, пр. Ленина, 40, axelt@ms.tusur.ru*

Как известно, активный слой полупроводникового лазера (ППЛ), формируется в виде одномодовой слабонаправляющей волноводной структуры [1, 2]. Однако, в лазерах, построенных по технологии SOI (silicon-on-insulator) последнее условие нарушается. Оптический волновод (ОВ) ППЛ в этом случае характеризуется большим относительным показателем преломления и часто оказывается многомодовым [3].

В данных условиях заметное влияние на параметры лазера могут оказывать микронерегулярности (шероховатости) ОБ, которые приводят к формированию многократных связей внутри спектра волноводных мод (ВМ) и дополнительным радиационным потерям света в резонаторе ППЛ.

Целью данного сообщения является представление математической модели ППЛ, пригодной для исследования влияния шероховатостей активного слоя лазера на его относительную интенсивность шума (RIN), уровень фазовых шумов и ширину линии излучения.

Рассмотрим активный N -модовый волноводный слой полоскового DFB-лазера. Динамика модового спектра в данной структуре, как известно, описывается системой скоростных нелинейных уравнений (СУ) для модовой плотности фотонов S_m и носителей заряда n [1, 2].

Особенностью рассматриваемой здесь ситуации являются шероховатости активного слоя ППЛ. Воспользуемся результатами работ [4, 5] для формального учета этого обстоятельства в СУ. При этом будем рассматривать взаимодействие лишь поперечных мод, полагая, что селекция продольных мод обеспечивается DFB-резонатором.

Связь поперечных лазерных мод в «холодном» резонаторе, обусловленная рассеянием на шероховатостях (СРШ) ОБ, описывается уравнениями связанных мощностей [4,5]. Воспользуемся выводами этих работ для описания эффектов РШ-связи ВМ в СУ. Получим:

$$\left. \begin{aligned} \frac{dS_m}{dt} &= S_m \left(g_m \Gamma_m - \tau_{pm}^{-1} \right) + \sum d_{mn} (\Gamma_n S_n V_{en} - \Gamma_m S_m V_{em}) + \gamma \Gamma_m \frac{n}{\tau_n}, \\ \frac{dn}{dt} &= \frac{J}{eh} - \frac{n}{\tau_n} - \sum g_m S_n, \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

где τ_{pm} – время жизни фотонов в резонаторе; ξ_{mn} – коэффициенты РШ-связи [5]; V_e – групповая скорость ВМ.

В стационарном режиме формирование шумов ППЛ формально описываются введением в СУ соответствующих шумовых источников F_{si} (так называемых сил Ланжевена [2]), определяющих малые флуктуации ΔS_m модовой плотности фотонов вблизи стационарного уровня $\langle S_m \rangle$, такие, что $\Delta S_m \ll \langle S_m \rangle$. Последнее условие допускает линеаризацию СУ (4). Следуя [2], применим данную процедуру к системе (1). Получим уравнения для спектральной плотности $\Delta S_m(\omega)$:

$$\left. \begin{aligned} (j\omega - g_m \Gamma_m) \Delta S_m(\omega) - \gamma \Gamma_m \langle n \rangle \Delta n(\omega) / \tau_n &= \tilde{F}_{S_m}, \\ (j\omega + \tau_n^{-1}) \Delta n(\omega) + \sum_{i=1}^N g_i \Delta S_i(\omega) &= 0, \end{aligned} \right\}, \quad (2)$$

где Γ_m , γ коэффициент локализации поля и доля спонтанного излучения, локализованная в m -й ВМ, $\tilde{F}_{Sm}$ – спектральная плотность шумовых источников. В рассматриваемом случае к таковым отнесем также и поле, сформированное в результате СРШ- ВМ. Воздействие данного фактора на вынужденное излучение ВМ: плотность фотонов и фазу поля, вполне аналогично воздействию на него спонтанного излучения в активном ОБ. На этом основании автокорреляционные функции (АКФ) указанных шумовых источников будем считать одинаковыми. Они различаются лишь коэффициентом спонтанной эмиссии и аналогичными параметрами, описывающими СРШ. Тогда, воспользовавшись для описания СРШ выводами [5], определим результирующую АКФ шумовых источников для m -й ВМ как:

$$\langle F_{Sm}(t)F_{Sm}(t-\tau) \rangle = 2\gamma\Gamma_m(n/\tau_{pm})\langle S_m \rangle \delta(\tau) + 2\langle S_m \rangle \sum_{n \neq m}^N d_{mn}\Gamma_n \langle S_n \rangle V_{en} \delta(\tau). \quad (3)$$

Здесь $\langle S_m \rangle$ – стационарные уровни модовой плотности фотонов, определяемые из решения СУ (1). Первое слагаемое в (3) описывает влияние на флуктуации ΔS_m , обусловленные связью ВМ со спонтанным полем, а остальные – СРШ.

Отметим далее, что флуктуации ВМ описываются системой линейных уравнений (3). Следовательно, при оценке шумовых параметров ППЛ возможно воспользоваться принципом суперпозиции и отыскать сначала ΔS_{mn} – парциальные значения флуктуации плотности фотонов в m -й ВМ при воздействии на систему (2) единственного n -го шумового источника из суммы (3).

Особенностью выборочного воздействия на ППЛ отдельных ланжевенских сил модовые флуктуации ΔS_{mn} оказываются полностью коррелированными [2]. Поэтому общее изменение $\Delta S_{tot\ n}(\omega)$ плотности фотонов во всех ВМ определится их алгебраической суммой:

$$\Delta S_{tot\ n}(\omega) = \sum_{j=1}^N \Delta S_{mj}(\omega). \quad (4)$$

Будем считать, что шумовые источники в (3) взаимно не коррелированы. В таком случае средний уровень флуктуаций $\Delta S_{tot}(\omega)$ спектральной плотности излучения ППЛ, обусловленный воздействием на него всех $(N+1)$ шумовых источников определится как:

$$\Delta S_{tot}^2(\omega) = \sum_{i=0}^N \Delta S_{tot\ n}^2(\omega) \quad (5)$$

Последние соотношения определяют основной шумовой параметр лазера R/N [2]:

$$RIN = \langle \Delta S_{tot}^2(\omega) \rangle / \Delta f \langle S \rangle^2 \quad (6)$$

где $\Delta f, \langle S \rangle$ – полоса частот и средняя плотность фотонов в поле ППЛ.

Из формул (4) видно, что в силу коррелированности флуктуации интенсивности поперечных мод $\sim \Delta S_{mn}$ при суммировании в (4)–(6) частично компенсируют друг друга. Отсюда: $\Delta S_{tot n}(\omega) \ll \Delta S_{mn}$, и:

$$RIN_m = \left\langle \sum_{i=0}^N \Delta S_m^2(\omega) \right\rangle / \Delta f \langle S \rangle^2 \gg RIN \quad (7)$$

Соотношение (7) указывает на существование динамических флуктуаций в распределении энергии мод в излучении лазера в литературе известных как MPN (mode partition noise) [2].

ЛИТЕРАТУРА

1. Тамир Т. Волноводная оптоэлектроника. М.: Мир, 1991. 575 с.
2. Petermann K. Laser Diode Modulation and Noise. Dordrecht/Boston/London. Kluwer Academic Publishers. 1988. p. 315.
3. Solehmainen K., Aalto T., Dekker J., Kapulainen, M. Harjanne M., Kukli K., Heimala P., Kolari K. and Leskelä M. Dry-Etched Silicon-on-Insulator Waveguides With Low Propagation and Fiber-Coupling Losses. J. Lightwave Technol, 2005, 23, 3875.
4. Унгер Г.Г. Планарные и волоконные оптические волноводы. Пер. с англ. под ред. В.В. Шевченко. М.: Мир, 1980. 657 с.
5. Анпельт В.Э., Задорин А.С., Круглов Р.С. Трансформация поля в многомодовом оптическом волноводе со случайными нерегулярностями поверхности пленки // Оптика и спектроскопия, 2005. Том 99. № 4. с. 635–643.

ГОЛОГРАФИЧЕСКОЕ ФОРМИРОВАНИЕ СЛОЖНЫХ ФОТОННЫХ СТРУКТУР В ФОТОПОЛИМЕРНЫХ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛАХ

В.С. Миргород, студент 3 курса каф. СВЧиКР; С.В. Устюжанин, аспирант каф. СВЧиКР; Е.А. Довольнов, ассистент каф. СВЧиКР; С.Н. Шарангович, к.ф.-м.н., зав. каф. СВЧиКР
ТУСУР, г. Томск, т. 413-643, shr@svch.rk.tusur.ru

Голографический метод формирования сложных квазипериодических структур (ПС) в фотополимерных композиционных материалах (ФПКМ) является одной из перспективных технологий создания одно-, двух- и трехмерных фотонных и дифракционных структур [1–3], которые формируются в процессе фотополимеризации за счет диффузионного перераспределения и фазового разделения составляющих фото-

полимерной композиции. В качестве неактивных компонент могут быть использованы наночастицы [1], жидкие кристаллы (ЖК) [2].

Целью данной работы является построение аналитической модели голографического формирования сложных ПС в ФПКМ в процессе одновременной записи несколькими световыми пучками и исследование на ее основе динамики формирования и эффектов взаимовлияния наложенных дифракционных решеток (НДР).

На рис. 1 представлена рассматриваемые схема и геометрии голографической записи. При описании нелинейного диффузионно-фотополимеризационного процесса параллельной записи НДР учитывались пространственная неоднородность записывающих пучков, различие локальных контрастов, поглощение ФПМ-ЖК.

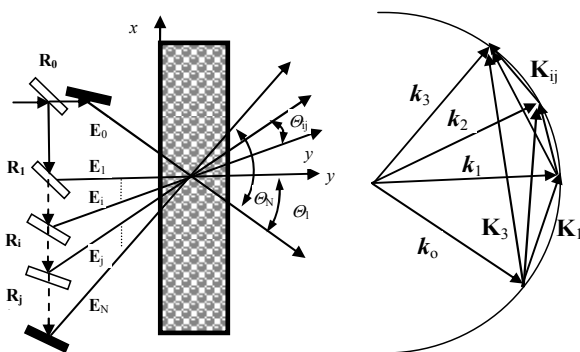


Рис. 1

В работе на основе подхода [4] сформулированы дифференциальные уравнения формирования НДР, описывающие процессы записи как основных, так и перекрестных решеток. Рассматривая для определенности ФПКМ вида ФПМ-ЖК и следуя методике и обозначениям [4], решения кинетических уравнений записи представим в виде пространственного распределение показателя преломления ПС

$$n(t, \mathbf{r}) = n_0(t, \mathbf{r}) + \sum_{j=1}^N n_j(t, \mathbf{r}) \cos(\mathbf{K}_j \mathbf{r}) + \sum_{i=1}^{N-1} \sum_{j=i+1}^N n_{ij}(t, \mathbf{r}) \cos(\mathbf{K}_{ij} \mathbf{r}), \quad (1)$$

где n_0 , $n_i(t, \mathbf{r}) = n_i^p(t, \mathbf{r}) + n_i^{lc}(t, \mathbf{r})$, $n_{ij}(t, \mathbf{r}) = n_{ij}^p(t, \mathbf{r}) + n_{ij}^{lc}(t, \mathbf{r})$ – амплитудные профили нулевой и первых гармоник основных и перекрестных решеток. Амплитудные профили первых гармоник показателя преломления полимерной n_{ij}^p и жидкокристаллической решеток n_{ij}^{lc} в (1) определяются выражениями:

$$n_j^p(\tau, \mathbf{r}) = -\delta n_p 2 \sum_{l=0}^N b_{j,l}(\mathbf{r}) \sum_{p=0}^N F_{l,p}(\mathbf{r}) \exp[\lambda_p(\mathbf{r}) \cdot \tau/2] \frac{\sinh[\lambda_p(\mathbf{r}) \cdot \tau/2]}{\lambda_p(\mathbf{r})},$$

$$n_j^{lc}(\tau, \mathbf{r}) = -\delta n_i 2 c_{j,j} \frac{D_{lc}}{D_m} \sum_{p=0}^N F_{j,p}(\mathbf{r}) \exp[\lambda_p(\mathbf{r}) \cdot \tau/2] \frac{\sinh[\lambda_p(\mathbf{r}) \cdot \tau/2]}{\lambda_p(\mathbf{r})}, \quad (2)$$

где j принимает значения 1; 2; 3; ... N ; 12; 13 ... $N-1N$, $\tau = t/T_m$ – относительное время; $T_m = 1/D_m K_1^2$ – время диффузии, K_1 – волновое число 1-й решетки, D_{lc} , D_m – коэффициенты диффузии

Решения (2) являются самосогласованными, учитывающими взаимосвязь между гармониками формируемых решеток и определяющими эволюцию трехмерных пространственных профилей гармоник полимерной и жидкокристаллической наложенных решеток при голографической записи дифракционных структур пространственно-неоднородными световыми пучками в поглощающих ФПМ-ЖК, и являются математической основой для исследования и оптимизации процесса формирования сложных дифракционных ДС.

На рис. 2 представлены результаты численного моделирования кинетики формирования основных (кривые 1–3) и перекрестных (кривые 4–6) гармоник НДР при равных (а) и оптимизированных контрастах записывающих пучков.

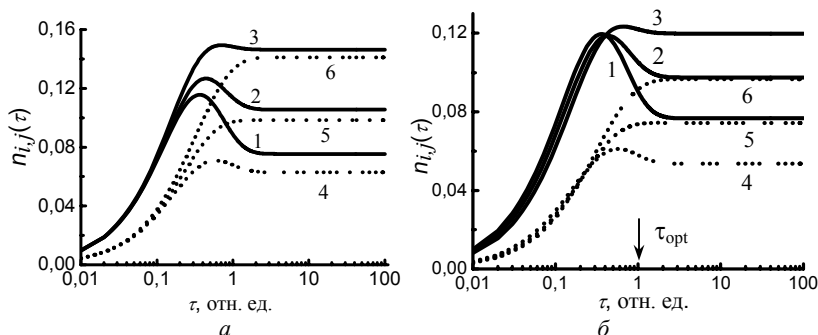


Рис. 2

На основе моделирования показано, что кинетики записи НДР в ФПМ являются различными как по уровню, так и по времени выхода на стационарные значения. Установлено, что подбором внешних условий записи, а именно локальных контрастов, возможно достижение оптимальных значений характеристик НДР (максимальных амплитуд основных НДР при минимальной их неоднородности и небольших значений перекрестных решеток).

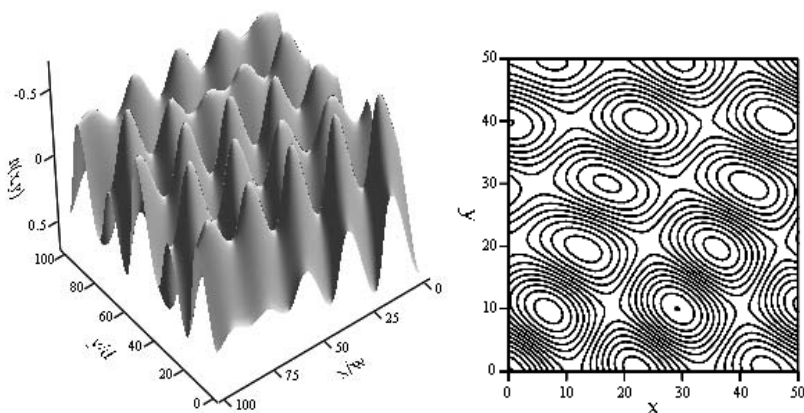


Рис. 3

На рис. 3 представлены двумерные объемные и контурные зависимости показателя преломления (1), рассчитанные для пятипучковой параллельной записи с оптимизированными условиями (контрасты 0,53; 0,48; 0,43; 0,36; 0,28). Это показывает возможность эффективного оптического управления характеристиками квазипериодических фотонных структур в ФПМ и композиционных материалах на их основе.

Работа выполнена в рамках проекта РНП 2.1.1.2097 программы «Развитие научного потенциала высшей школы на 2006–2008 г.»

ЛИТЕРАТУРА

1. Yasuo Tomita, Naoaki Suzuki, Katsumi Chikama Holographic manipulation of nanoparticle distribution morphology in nanoparticle-dispersed photopolymers // Optics Letters. 2005. Vol. 30, № 8. P. 839–841.
2. Massenot S., Kaiser J., Perez M., Chevallier R., Bougrenet J. Multiplexed holographic transmission gratings recorded in holographic polymer-dispersed liquid crystals: static and dynamic studies // Appl. Opt. 2005. V. 44. P. 5273–5280.
3. Кузнецов В.В., Устюжанин С.В., Шарангович С.Н. Теоретическое исследование параллельной записи наложенных голограмм в фотополимерных материалах // Известия вузов. Физика. 2005. Т.48. № 6. Приложение. С. 83–84.
4. Dovolnov E., Sharangovich S., Sheridan J.T. Inharmonic theoretical models for photopolymers gratings formation // Photorefractive Effects, Materials, and Devices 2005 (PR05), OSA Trends in Optics and Photonics Series (TOPS). 2005. Vol. 99. P. 469–474.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕТОИЗЛУЧАЮЩИХ ДИОДОВ

Ю.О. Незнамова, студент 4курса РФФ;

И.В. Панкратов, студент 3курса РФФ;

*А.А. Вилисов, д.т.н., с.н.с., зав. лаб. ОАО НИИПП
ТГУ, НИИ ПП, г. Томск, т.48-84-40, vilisovaa@mail.ru*

В настоящее время светоизлучающие диоды (СИД) применяются практически во всех областях науки и техники. Потребители СИД выдвигают требования как можно большей мощности излучения. В последние годы стали еще указывать угол излучения – это ширина диаграммы направленности на уровне половинной интенсивности. А какая доля полной излучаемой мощности формируется в этом угле, зачастую не определяется. Для оптимизации характеристик устройств на СИДах целесообразно знать эффективность светосбора линзы излучателя и долю потока излучения, распространяющегося в заданном телесном угле [1]. С этой целью в дополнение к ранее созданной методике была разработана компьютерная программа обсчета результатов измерений.

В качестве объектов для экспериментальных исследований были выбраны мощные СИД ИК диапазона двух типов: тип А, тип Б – с одинаковой конструкцией кристалла, но различной формой световыводящей линзы [2, 3].

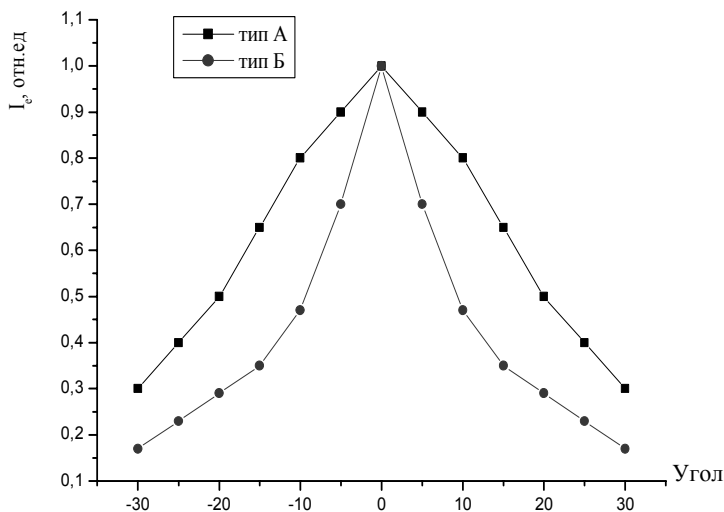


Рис. 1. ДН исследованных образцов

Стандартными методами согласно соответствующих ГОСТов измерялась диаграмма направленности излучения, т.е. зависимость интенсивности излучения (силы излучения) от угла поворота СИД, как правило, через равные интервалы плоского угла θ . Типичные результаты измерений представлены на (рис. 1).

Затем методом численного интегрирования вычисляются частные значения и полная сумма относительной мощности излучения, соответствующие измеренной диаграмме направленности. Т.е., для каждого значения плоского угла θ вычисляется телесный угол $\omega = 2\pi(1 - \cos\theta)$ и определяется относительное значение мощности излучения для этого телесного угла как произведение $I_e \times \omega$. Последовательно определяется частная сумма мощности между двумя точками, а затем путем суммирования определяется полная мощность излучения. Эта сумма по существу представляет собой интеграл относительной интенсивности по объему, ограниченному полным телесным углом потока излучения. Делением частной суммы на полную сумму вычисляется доля мощности излучения в заданном диапазоне телесных углов [4].

В настоящей работе эта методика оценки эффективности расширена путем компьютерной обработки результатов измерения. Создана программа «integral», которая обрабатывает результаты измерения диаграммы направленности. Эти результаты в табличном виде вносятся в программу, программа обрабатывает и представляет результаты расчетов в табличном и графическом виде. Исходное окно для внесения экспериментальных результатов представлено на рис.2.

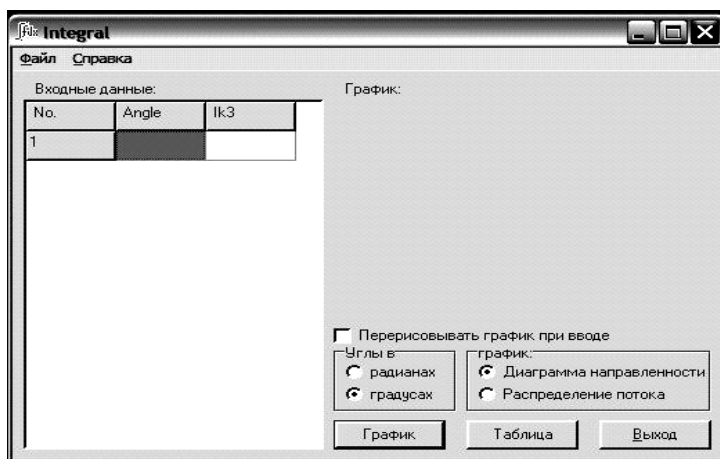


Рис. 2. Исходное окно программы

Программа написана на C++ Builder 5 под операционную систему Microsoft (R) Windows(R). Имеется форма для ввода массива данных (угла и $I_{к.з}$) и показа графиков ДН и РП и форма с таблицей всех данных (как введенных, так и сосчитанных программой, в т.ч. и промежуточных). Также имеется форма «О программе» и форма помощи. Есть возможность сохранять данные на диск и восстанавливать их с диска.

Также имеется возможность скопировать таблицу данных в буфер обмена, после чего она может быть импортирована в Microsoft(R) Word(R), Excel(R) и прочее. Таким образом существенно ускоряется анализ характеристик СИД.

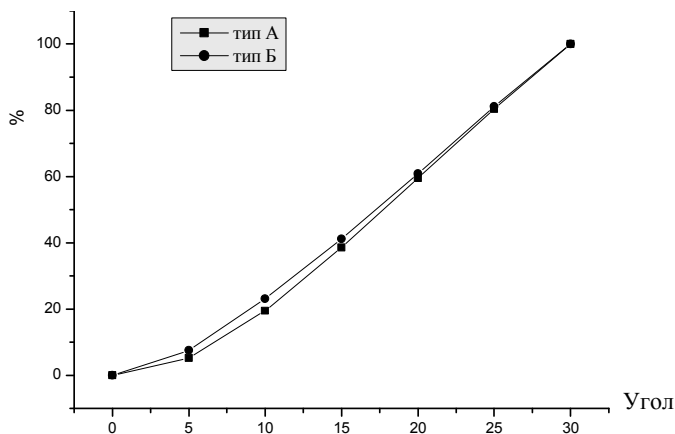


Рис. 3. Распределение потока излучения по телесному углу

В результате одного цикла измерения ДН и последующей обработки результатов получаем полную информацию о характеристиках СИД: распределение интенсивности по углу, угол излучения, полная мощность излучения и ее распределение в пространстве телесных углов и прочее. Для примера на (рис. 3) приведено рассчитанное распределение потока излучения (мощности излучения) в пространстве углов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Незнамова Ю.О., Вилисов А.А. Оценка эффективности светоизлучающих диодов.
2. Вилисов А.А., Захарова Г.Н., Кухта А.М., Нефедцева И.В. Электронная промышленность. 1990. №10. С. 120.
3. Богачев Д.Л., Вилисов А.А., Калинин Ю.М., Днепровский С.Н., Хан А.В. Патент РФ № 1819488, 04.06.91.
4. Thomas P.R. Электроника. 1977. № 21. С. 63–65.

ГОЛОГРАФИЧЕСКАЯ КОМПЕНСАЦИЯ АМПЛИТУДНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ФАЗОВО-АППОДИЗИРОВАННЫХ ФОТОПОЛИМЕРНЫХ ДИФРАКЦИОННЫХ РЕШЕТОК

Е.А. Довольнов, ассистент; Б.Ф. Ноздреватых, 4 курс, каф.

СВЧуКР; С.В. Устюжанин, аспирант;

С.Н. Шарангович, к.ф.-м.н., зав. каф. СВЧуКР

ТУСУР, г. Томск, т.413-643, shr@svch.rk.tusur.ru

В последнее время значительное внимание уделяется исследованию фазово-апподизированных (shirped) дифракционных решеток (ФАДР) на основе фотополимерных композиционных материалов, которые могут быть использованы в WDM устройствах оптической связи для динамического управления каналами [1], осуществления операций оптического кодирования и декодирования [2], эффективной фильтрации расходящегося излучения из полимерных оптических волокон [3]. В процессе голографического формирования таких структур могут наблюдаться искажения амплитудных профилей из-за пространственной неоднородности скорости фотополимеризационно-диффузионного процесса записи.

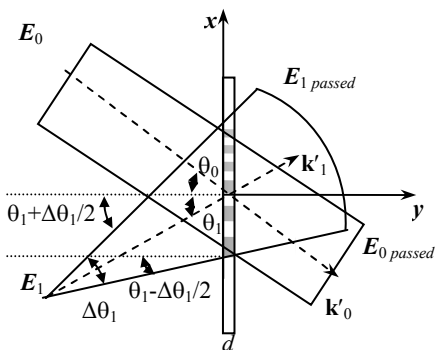


Рис. 1

Целью данной работы является обобщение модели формирования ФАДР [3,4] на ФПМ со светоиндуцированным изменением поглощения и исследование на ее основе возможности компенсации пространственной неоднородности профилей ДР с помощью амплитудных профилей записывающих пучков.

Распределения интерференционной картины светового поля в геометрии записи рис. 1 запишем в виде

$$I(t, \mathbf{r}) = I_0(t, \mathbf{r}) [1 + m(\mathbf{r}) \cos \varphi(\mathbf{r})], \quad (1)$$

где $m(\mathbf{r}) = 2\sqrt{I^0(\mathbf{r})I^1(\mathbf{r})(\mathbf{e}_1\mathbf{e}_0)} / (I^0(\mathbf{r}) + I^1(\mathbf{r}))$, $\varphi(\mathbf{r}) = \varphi_0(\mathbf{r}) - \varphi_1(\mathbf{r})$; $E_j(x, y)$ и $\varphi_j(x, y)$ – пространственное распределение амплитуды и фазы j -го

пучка, $I^j(\mathbf{r}) = |E_j(\mathbf{r})|^2$, $I_0(t, \mathbf{r}) = (I^0(\mathbf{r}) + I^1(\mathbf{r})) e^{-\alpha(t)(N_j \cdot \mathbf{r})}$, $\alpha(t) = \alpha_2 - \alpha_1 \ln(T_\alpha t + 1)$

– светоиндуцированное поглощение, $\varphi = \varphi(\mathbf{r}) = \varphi_0 + \nabla \varphi \mathbf{r} + 0,5 \nabla^2 \varphi \mathbf{r}^2$.

Процесс формирования фазовой ДР в ФПМ описывается в общем случае с помощью кинетических уравнений [4], решение которых относительно показателя преломления n записывается в виде

$$n(\tau, \mathbf{r}) = n_{st} + n_0(\tau, \mathbf{r}) + n_1(\tau, \mathbf{r}) \cos \varphi(\mathbf{r}), \quad (2)$$

где пространственные профили нулевой и первой гармоники

$$n_0(\tau, \mathbf{r}) = n_{st} + \delta n_p(1 - p(\tau, \mathbf{r})), \quad n_1(\tau, \mathbf{r}) = n_{1p}(\tau, \mathbf{r}) + n_{li}(\tau, \mathbf{r}) \quad (3)$$

и введены обозначения вкладов фотополимеризационного

$$n_{1p}(\tau, \mathbf{r}) = \delta n_p \frac{2^k}{b_r} \int_0^\tau \left[p(\tau', \mathbf{r}) k m_r - f(\tau', \mathbf{r})(1 + 1.5 L_r) \right] \cdot (r_l \tau' + 1)^{\alpha_{10} y} d\tau'$$

и диффузионного $n_{li}(\tau, \mathbf{r}) = \delta n_i \int_0^\tau f(\tau', \mathbf{r}) b_m(\tau', \mathbf{r}) d\tau'$ механизмов записи,

$$p(\tau, \mathbf{r}) = \exp \left[\frac{2^k}{b_r r_l} (1 + L_r) \frac{(r_l \tau + 1)^{1 + \alpha_{10} y} - 1}{(1 + \alpha_{10} y)} \right],$$

$$\gamma(\tau, \mathbf{r}) = \exp \left[-\frac{2^k}{b_r r_l} (1 + 1.5 L_r) \frac{(r_l \tau + 1)^{1 + \alpha_{10} y}}{(1 + \alpha_{10} y)} \right],$$

$$f(\tau, \mathbf{r}) = \frac{2^k}{b_r} k m_r \gamma(\tau, \mathbf{r}) e^{-\int_0^\tau b_m(\tau', \mathbf{r}) d\tau'} \int_0^\tau \frac{M_0(\tau', \mathbf{r})}{\gamma(\tau', \mathbf{r})} (r_l \tau' + 1)^{\alpha_{10} y} e^{\int_0^{\tau'} b_m(\tau'', \mathbf{r}) d\tau''} d\tau',$$

$$b_m(\tau, \mathbf{r}) = (1 + \varphi'' x / |\varphi'|)^2 e^{-s(1 - p(\tau, \mathbf{r}))}.$$

Физической причиной возможности использования амплитудной модуляции записывающих пучков для исправления возникшей вследствие chirпирования неоднородности является зависимость скорости записи и амплитуды ДС от параметра $b(x) = T_p(x)/T_m(x)$, где $T_p(x) \sim I_0^{-k}(x)$ и $T_m(x) \sim \Lambda^2(x)$ (Λ – период ДС). Поэтому изменение I_0 (амплитудная модуляция пучков) позволяет компенсировать изменения $b(x)$ вследствие $\Lambda^2(x)$ (фазовая модуляция пучков). В качестве иллюстрации вышесказанного на рис. 2 приведены полученные на основе численного моделирования пространственно-временные зависимости $n_1(\tau, x)$ для следующих случаев: a – запись ДС пучками с плоским амплитудным профилем и сферическим фазовым фронтом, приводящим к измене-

нию периода ДС в 4 раза в пределах ширины пучка, δ – запись ДС с тем же фазовым фронтом, но с усеченным гауссовым распределением амплитуды.

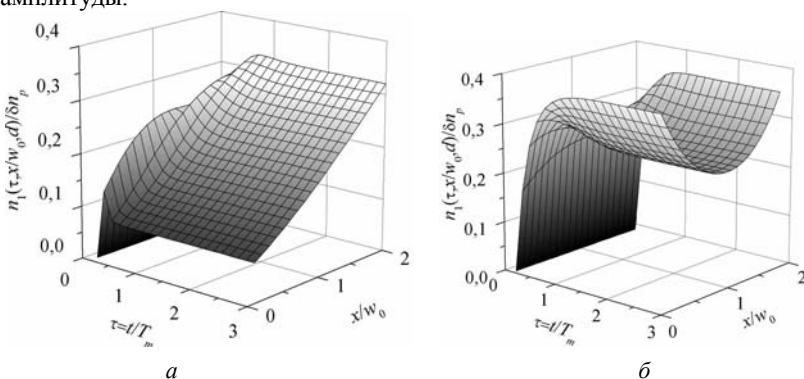


Рис. 2

На рис. 3 приведены кривые нормированной угловой селективности ДР записанной пучками с различными амплитудными и фазовыми профилями. Расчет проведен для $C_n = 0,02$, $\delta n_p = 0,004$, $d = 85 \mu\text{m}$, $b = 5$, $m_0 = 1$, $k = 0,5$, $\varphi'' = 0$, $\varphi'' = 2 \cdot 10^6$. На рис. 3 кривая 1 – $\eta_d(\Delta\theta)$ – решетке, записанной двумя плоскими волнами, кривая 2 – $\eta_d(\Delta\theta)$ – решетке, записанной пучками с равномерным амплитудным распределением, но один пучок имеет угловую расходимость, соответствующую $\varphi'' = 2 \cdot 10^6$. Для кривой 3 – расходящийся пучок имеет $\varphi'' = 2 \cdot 10^6$ и гауссовый амплитудный профиль с $w = 0,5 \text{ мм}$.

Из рис. 3 (кривая 2) видно, что наличие фазовой неоднородности записывающего поля приводит к увеличению ширины полосы угловой селективности решетки, причем эффективность дифракции также существенно уменьшается.

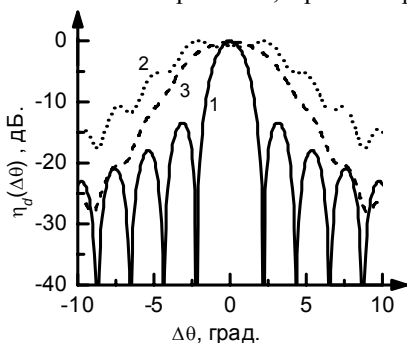


Рис. 3

Наличие же амплитудной неоднородности записывающих пучков позволяет существенно снизить ($>20 \text{ дБ}$) амплитуды боковых лепестков угловой селективности (кривая 3).

Работа выполнена в рамках проекта РНП 2.1.1.2097 программы «Развитие научного потенциала высшей школы на 2006–2008 г.»

ЛИТЕРАТУРА

1. Kaiser J.L., Chevallier R., Bougrenet J.L., Xianyu H., Crawford G.P. Chirped switchable reflection grating in holographic polymer-dispersed liquid crystal for spectral flattening in free-space optical communication systems // Appl. Opt.. 2004. V. 43. P. 5996–6000.
2. Kostuk R., Maeda W., Chen C., Djordjevic I., Vasic B. Cascaded holographic polymer reflection grating filters for optical-code-division multiple-access applications // Appl. Opt.. 2005. V. 44. P. 7581–7586.
3. Dovolnov E., Sharangovich S., Sheridan J.T. Theoretical and experimental investigation of photopolymer chirped gratings formation // Photorefractive Effects, Materials, and Devices 2005 (PR05), OSA Trends in Optics and Photonics Series (TOPS). 2005. Vol. 99, P. 337–342.
4. Довольнов Е.А., Шарангович С.Н. Теоретическое и экспериментальное исследование записи и считывания амплитудно-неоднородных голографических решеток с изменяющимся периодом в фотополимерном материале // Известия вузов. Физика. 2005. Т.48. № 6. Приложение. С. 79–80.

УПРАВЛЕНИЕ ОПТИЧЕСКОЙ МОЩНОСТЬЮ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ЛАЗЕРОВ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЙ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ СВЕТА С ВЕЩЕСТВОМ

**В.Г. Попов, ст. преподаватель Академии права и управления ФСИН
России; В.Н. Терещенко, студент 2 курса ФЭТ;
С.С. Шмаков, студент 2 курса ФЭТ**
*Академии права и управления ФСИН России, Томский филиал,
т. 72-31-72, ТУСУР, г. Томск*

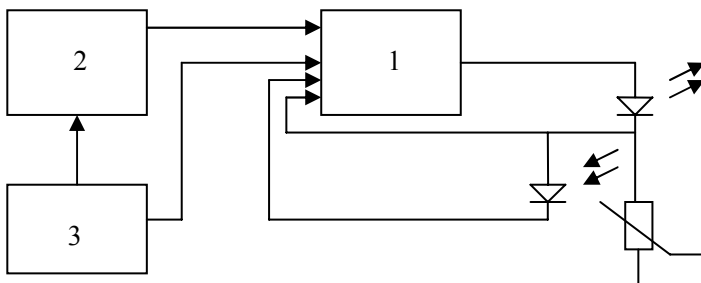
Представлены результаты разработки высокостабильной системы накачки полупроводниковых лазерных диодов с оптической мощностью до 5 мВт в непрерывном режиме.

В настоящее время много внимания уделяется исследованиям, посвященным взаимодействию когерентного лазерного излучения с веществом. Результаты таких исследований необходимы для построения различных информационных систем обработки, хранения и передачи информации. Примером может послужить разработка высокочувствительных волоконно-оптических измерительных систем (ВОИС), защищенных от медленных изменений внешних условий. Данная задача может быть решена путем использования для обработки сигналов ВОИС динамических голограмм, сформированных в фоторефрактивных кристаллах (ФРК) [1]. При этом имеет место сложное спекловое распределение интенсивности световой волны, комплексная амплитуда спеклового поля может быть представлена как результат суперпо-

зиции большого числа плоских волн (мод). Взаимодействие таких волн в фоторефрактивной среде порождает эффекты модуляции оптической мощности. Для получения достоверной информации о подобных процессах требуются источники когерентного излучения со стабилизацией мощности.

Достаточно эффективную систему стабилизации оптической мощности можно получить, используя полупроводниковый инжекционный лазерный диод структуры AlGaInP (635nm) (index guided), излучающий в непрерывном режиме при сравнительно небольшой мощности (порядка 5–7 мВт). Поскольку мощность излучения лазера зависит от тока накачки, а последний приводит к нагреву полупроводника, обуславливающий более высокую плотность порогового тока и соответственно, нестабильность оптической мощности, необходимо стремиться уменьшать тепловые потери [2]. При относительно большой мощности излучения в этих целях часто применяют импульсный режим тока накачки с фронтами порядка 0,1–1 нс и длительностями импульса 1–100 нс, термостатируя лазерный диод с помощью специальных устройств [4]. Для получения же стабильной оптической мощности порядка 5 мВт логичнее использовать маломощные лазеры с накачкой непрерывным током и простейшим устройством охлаждения (медный радиатор). В этом случае значительно проще и эффективнее можно применять следящие схемы с отрицательной обратной связью как по току накачки, так и по оптической мощности.

В предлагаемой схеме использован лазерный диод TLD 6305MG с длиной волны 635 нм, мощностью излучения 5 мВт при токе накачки 45 мА. Поскольку в типовом включении с нагрузочным резистором номиналом 18 Ом температурная нестабильность тока накачки может достигать 10%, что явно не соответствует точности экспериментов, было разработано специальное устройство стабилизации.



Структурная схема устройства накачки

Устройство состоит из генератора стабильного тока (1), управляемого от регулируемого источника напряжения (2), резистивной нагрузки лазера с отрицательным температурным коэффициентом, блока

питания (3), цепей обратной связи по току накачки и по оптической мощности. В последнем случае в качестве датчика излучения применена интегрированная в лазер фотодиодная структура. Использование генератора стабильного тока увеличивает выходное сопротивление схемы накачки до десятков ГОм [3], что позволяет получить нестабильность тока накачки в доли процента. В качестве нагрузки лазерного диода применена миниатюрная лампа накаливания с номинальным током 68 мА, которая помимо основной функции, осуществляет дополнительную стабилизацию тока накачки, реализует индикацию режима работы, служит предохранителем в случаях превышения тока при отказе схемы стабилизации.

С использованием разработанного устройства проведены исследования двухпучкового взаимодействия на отражательной решетке в легированном железом и медью кристалле титаната висмута.

Финансирование работы осуществляется Министерством образования и науки РФ в рамках программы «Развитие научного потенциала высшей школы» на 2006–2008 гг.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ромашко Р.В., Шандаров С.М., Кульчин Ю.Н., Буримов Н.И., Лимарев Д.А., Каргин Ю.Ф., Волков В.В. Адаптивный спекл-интерферометр на основе динамической отражательной голограммы, сформированной в кристалле ВТО среза (100). Фундаментальные проблемы оптики / Труды конференции. Санкт-Петербург. 18–21 октября 2004, С. 217–219.
2. Справочник по лазерной технике. Под ред. А.П. Напартовича. М.: Энергоатомиздат, 1991, С. 123–126.
3. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника. М.: «Мир», 1982, С. 170–177.
4. Шмелев К.Д., Королев Г.В. Источники электропитания лазеров. М., Энергоатомиздат, 1981, С. 76–98.

ФОРМИРОВАНИЕ СВЕТЛЫХ ЦЕЛЕВЫХ СОЛИТОНОВ ПРИ ОДНОКАНАЛЬНОМ ВОЗБУЖДЕНИИ ФОТОННОЙ РЕШЕТКИ В LiNbO_3

**К.В. Шандарова, аспирант каф. СВЧУКР;
В.М. Шандаров, д.ф.-м.н., проф. каф. СВЧУКР
ТУСУР, г. Томск, т.41-36-43, shandarik@yahoo.com**

Световой пучок в планарном оптическом волноводе испытывает дифракцию лишь в плоскости волновода, в направлении нормали к этой плоскости дифракция отсутствует. В периодической структуре,

образованной множеством слабо связанных планарных волноводов, световая энергия из возбуждаемого волновода может туннелироваться в соседние, т.е. возможна дифракция света и в направлении нормали к плоскостям волноводных слоев (дискретная дифракция). В линейном случае при возбуждении света в одном элементе подобной одномерной структуры, называемой фотонной решеткой (ФР), основная мощность светового поля на ее выходе локализована в двух максимумах на периферии пучка [1]. Наибольший интерес представляют эффекты нелинейного распространения света в ФР, т.к. оптическая нелинейность в них может изменять знак при распространении света вблизи брэгговских направлений [1].

Ниобат лития (LiNbO_3) обладает самодефокусирующей фоторефрактивной оптической нелинейностью, т.е. световой пучок, распространяющийся в кристалле, индуцирует в освещенной области отрицательную линзу, приводящую к его дефокусировке. Соответственно, в случае возбуждения света в одном элементе одномерной ФР в фоторефрактивном LiNbO_3 логично ожидать проявления в ней эффекта самодефокусировки светового поля. Однако в [2] предсказан и экспериментально продемонстрирован эффект нелинейной локализации света в возбуждаемом канале канальной волноводной решетки в LiNbO_3 при условии слабой межволноводной связи. В нашей работе исследуется возможность проявления данного эффекта в оптически индуцированных ФР в $\text{LiNbO}_3:\text{Fe}$.

Для формирования ФР в кристалле $\text{LiNbO}_3:\text{Fe}$ использовалась стандартная схема двухпучковой записи фоторефрактивных решеток, источником излучения служил He-Ne лазер ($\lambda = 633 \text{ нм}$) с выходной мощностью 1 мВт. Эксперименты проводились в ФР с периодом 15 мкм, апертурой около 2 мм и максимальным изменением показателя преломления в ее центральной части $\Delta l = 10^{-4}$. Вектор решетки ориентирован вдоль оптической оси кристалла, длина пути света в ней составляла 9 мм, для возбуждения света в одном волноводном слое необыкновенно поляризованный луч He-Ne лазера с мощностью от 1 мкВт до 10 мкВт фокусировался на входную плоскость кристалла сферической линзой с фокусным расстоянием 25 мм. В ряде экспериментов свет в волноводном слое возбуждался пучком эллиптического сечения с размерами $\sim 15 \times 70 \text{ мкм}^2$ и большой полуосью, ориентированной в плоскости волновода, для чего в передней фокальной плоскости фокусирующей линзы размещался пространственный фильтр в виде щели с шириной от 0,3 до 0,8 мм. Распределения интенсивности света на выходной поверхности ФР в линейном режиме и их эволюция во времени в нелинейном режиме исследовались с помощью ПЗС камеры.

Проведенные эксперименты показали, что эффект нелинейной локализации света при одноэлементном возбуждении периодической структуры связанных волноводов с самодефокусирующей оптической нелинейностью может наблюдаться и в оптически индуцированных фоторефрактивных ФР в LiNbO_3 . Некоторые экспериментальные результаты иллюстрируются изображениями светового поля на выходной плоскости ФР (рис. 1). В данном случае световая мощность входного пучка ~ 5 мВт, а ширина щели пространственного фильтра 0,8 мм. Изображение (рис. 1, *a*) соответствует выходному распределению интенсивности в начальный момент времени после возбуждения света в одиночном канале, т.е. случаю линейной дискретной дифракции света в ФР. Видно, что связь между волноводными элементами приводит к туннелированию света в соседние слои, а его мощность в возбуждаемом слое на выходе структуры пренебрежимо мала. Однако с течением времени наблюдается перекачка энергии в возбуждаемый волноводный слой (рис. 1, *b*) и для $t = 120$ мин в этом слое оказывается локализованной значительная часть мощности светового поля (рис. 1, *c*).

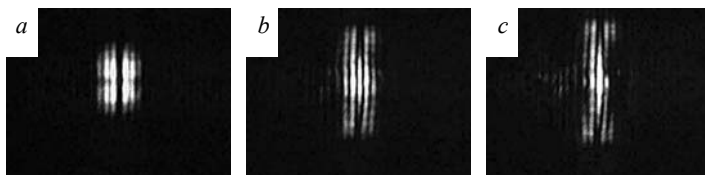


Рис. 1. Эволюция светового поля на выходе фотонной решетки: *a*) $t = 0$ мин; *b*) $t = 60$ мин; *c*) $t = 120$ мин

Данный эффект наблюдался для разных мощностей входного светового пучка (в диапазоне от 1 до 10 мВт) и разной степени эллиптичности его профиля. Исследованы его особенности при изменении величины Δn для волноводных элементов в возбуждаемой области (в оптически индуцированных ФР эта величина достигает максимума в центральной области и уменьшается на периферии). Выявлено, что при уменьшении величины Δn снижается степень локализации энергии светового поля в возбуждаемом волноводном слое. Кроме того, снижение Δn приводит к участию в эффекте дискретной дифракции большего числа волноводных элементов и нелинейная локализация светового поля принимает асимметричный характер в периферийной области ФР вследствие изменения их параметров.

Наблюдаемый эффект может быть объяснен формированием в ФР дискретных щелевых пространственных солитонов даже при возбуждении света в одном элементе структуры. Условием этого является

противофазность светового поля в соседних элементах ФР. Обычно для этого ФР возбуждается одним или двумя световыми пучками в направлениях, соответствующих брэгговскому отражению. При возбуждении света в направлении вдоль волновода в линейном режиме подобный фазовый сдвиг равен $\pi/2$. Однако в нелинейном режиме он изменяется и при определенных условиях может приближаться к π . Для подтверждения противофазности поля в соседних элементах структуры простейший метод сводится к получению изображения выходного поля с видеокамеры с сильным насыщением. Наличие темных полос, разделяющих соседние каналы, свидетельствует о нулевой амплитуде поля в этих областях [2]. Рис. 2 иллюстрирует подобный подход для светового пучка с мощностью 5 мкВт, ширины щели фильтра 0,3 мм и времени экспозиции 5 ч.



Рис. 2. Световое поле на выходе структуры при сильном насыщении видеокамеры

ЛИТЕРАТУРА

1. Кившарь Ю.С., Агравал Г.П. //Оптические солитоны – от волоконной оптики до фотонных кристаллов. 2005 М.: Физматлит, 2005. 648 с.
2. Matuszewski M., C.R. Rosberg, D.N. Neshev, A.A. Sukhorukov, A. Mitchell, M. Trippenbach, M.W. Austin, W. Krolikowski, and Yu. S. Kivshar, “Crossover from self-defocusing to discrete trapping in nonlinear waveguide arrays”, Opt. Express 14, (2006) 254.

ВЛИЯНИЕ НЕКОГЕРЕНТНОЙ ЗЕЛЕННОЙ ПОДСВЕТКИ НА ХАРАКТЕР Z-СКАН ОТКЛИКА В ИССЛЕДОВАНИИ ФОТОРЕФРАКТИВНЫХ КРИСТАЛЛОВ

А.В. Шапоров, аспирант каф. СВЧиКР

ТУСУР, г. Томск, ShaporevAV@svch.rk.tusur.ru

Введение

В нелинейной оптике в последнее время уделяется значительное внимание фоторефрактивным кристаллам, в которых эффекты пространственного самовоздействия световых пучков, такие как самофокусировка, самодефокусировка, могут наблюдаться при микроваттных световых мощностях. Одним из эффективных методов исследования

нелинейно-оптических характеристик различных материалов является метод Z-scan [1]. Целью данной работы явилось исследование влияния некогерентной подсветки на особенности Z-scan отклика для ниобата лития с поверхностным легированием фоторефрактивными примесями.

Схема эксперимента

Эксперимент проводился по схеме закрытого Z-скана. В качестве образца использовался кристалл ниобата лития (LiNbO_3) Y среза, легированный путем высокотемпературной диффузии комбинацией железа (Fe) и меди (Cu). Схема экспериментальной установки изображена на рис. 1.

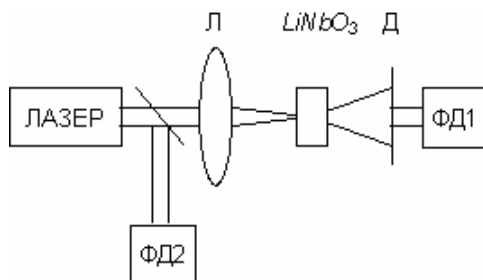


Рис. 1. Схема экспериментальной установки (Л – фокусирующая линза, с фокусным расстоянием 1 см; LiNbO_3 – образец кристалла ниобата лития; Д – диафрагма)

В качестве источника излучения использовался He-Ne лазер с выходной мощностью в 1 мВт и длиной волны 632,8 нм. Световой луч фокусировался линзой (Л) на исследуемый образец, которой смещался в направлении оси оптической системы. С помощью светоделительной пластины часть света отделялась на контрольный фотодиод (ФД2). При исследованиях фотоиндуцированного изменения показателя преломления измерялась мощность части светового пучка, прошедшей через диафрагму (Д). При исследованиях влияния некогерентной подсветки на процесс формирования нелинейной линзы использовался светодиод, с длинами волн излучения в зеленом диапазоне.

Основные результаты и их обсуждение

В ходе проведения экспериментов образцы подвергались некогерентной засветке. Область фокусировки сдвигалась вдоль оптической оси в направлении фотодетектора.

Как при использовании некогерентной засветки (рис. 2, 3, сплошная линия) так и без нее (рис. 2, 3, пунктирная линия) наблюдалось различие откликов в схеме Z-скан, обусловленное насыщением и захватом ловушечными центрами фотонов света зеленого или синего

диапазонов. Таким образом, формирование нелинейной линзы происходило при меньшей величине допустимого изменения показателя преломления. Разность уровней откликов дает количественную оценку наличия ионов примесей в исследуемом образце.

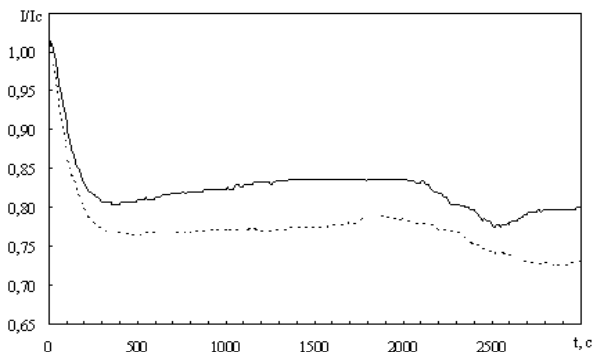


Рис. 2. Временная эволюция Z-скан отклика, при использовании некогерентной засветки зеленого диапазона при расположении области перетяжки пучка перед исследуемым образцом

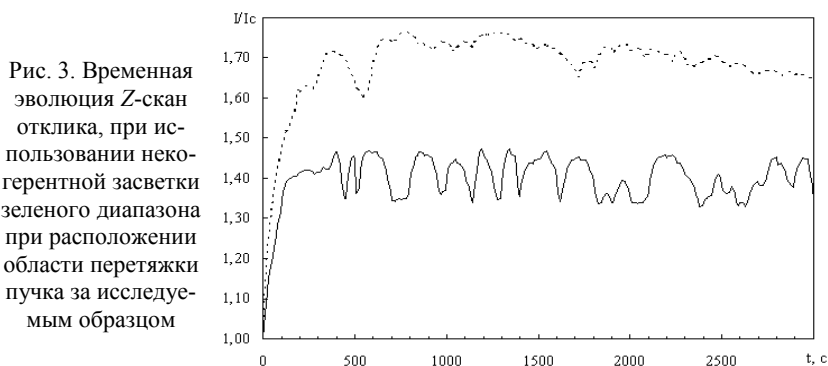


Рис. 3. Временная эволюция Z-скан отклика, при использовании некогерентной засветки зеленого диапазона при расположении области перетяжки пучка за исследуемым образцом

Начальному участку характерна высокая скорость нарастания отклика Z-скан, обусловленная большей подвижностью ионов железа при взаимодействии с коротковолновым излучением.

При больших временах взаимодействия наблюдался одинаковый характер отклика, связанный с выходом на стационарный уровень и установлением в системе равновесного состояния.

Заключение

Результаты экспериментов показали, что метод Z-скан может эффективно использоваться в исследованиях фоторефрактивных нелинейно-оптических свойств фоторефрактивных кристаллов. Это позво-

ляет надеяться на возможность реализации на основе LiNbO_3 с поверхностным легированием фоторефрактивными примесями некоторых нелинейно-оптических элементов.

ЛИТЕРАТУРА

1. R. Ryf, A. Lotscher, Ch. Bosshard, M. Zgonik, and P. Gunter. Z-scan based investigations of photorefractive self – focusing in KNbO_3 crystals // Journ. Opt. Soc. Am. B. Vol. 15. No. 3. March 1998.

МЕХАНИЗМЫ ФОРМИРОВАНИЯ СПЕКТРА ИЗЛУЧЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ЛАЗЕРА

А.А. Шибельгут, студент 5 курса каф. СВЧМКР;

Е.Ю. Марципака, студент 3 курса каф. СВЧМКР

ТУСУР, г. Томск, т. 41-36-43, axelt@ms.tusur.ru

Быстродействие системы оптической связи зависит от ширины линии излучения $\Delta\nu$ полупроводникового лазера (ППЛ), которая связана со спонтанными переходами в активном слое. Механизм шумов определяется следующими процессами [1,2]:

1) Флуктуациями в резонаторе ППЛ объемной плотности фотонов S при наложении на него поля спонтанных фотонов.

2) Изменением плотности носителей, вызывающие флуктуации показателя преломления активной среды лазера и фазы поля ϕ .

Рассмотрим формальное описание указанных механизмов. Для этого пронормируем световое поле $E(t)$ в резонаторе ППЛ:

$$E(t) = \sqrt{S(t)} \exp(j\phi(t)). \quad (1)$$

В соответствии с механизмом п. 1 каждый i -й спонтанный фотон вызывает флуктуацию средней плотности S_0 и фазы поля, которые обозначим как ΔS и $\Delta\phi$ (рис.1). Спектр излучения лазера совпадает с энергетическим спектром $W_E(\omega)$ флуктуаций поля $E(t)$, и определяется ее автокорреляционной функцией (АКФ) $R_E(\tau)$:

$$W_E(\omega_m) = \int_{-\infty}^{\infty} R_E(\tau) \exp(-j\omega_m \tau) d\tau. \quad (2)$$

$$R_E(\tau) = \langle E^*(t) E(t+\tau) \rangle = S \langle \exp(j\Delta\phi) \rangle, \quad (3)$$

При вычисления $\langle \exp(j\Delta\phi) \rangle$ в (3) можно считать, что плотность вероятности $p(\Delta\phi)$ имеет гауссову форму. Отсюда заключаем, что:

$$\langle \exp(j\Delta\phi) \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} p(\Delta\phi) \exp(j\Delta\phi) d(\Delta\phi) = \exp\left(-\langle \Delta\phi^2 \rangle / 2\right). \quad (4)$$

Рассмотрим флуктуации $\Delta\phi$, представляющие фазовый шум ППЛ:

$$\Delta\phi = \phi(t+\tau) - \phi(t) = \int_t^{t+\tau} \phi'(t') dt' = \tau(\phi)_{t,\tau}. \quad (5)$$

Здесь $\phi' = d\phi/dt$. АКФ $\Delta\phi$ связана с соответствующим спектром $W_\phi(\omega)$ аналогично (2). В таком случае дисперсия белого фазового шума $\Delta\phi$ определится как [2]:

$$\langle \Delta\phi^2 \rangle = \tau^2 \sigma^2 \left[\langle \phi' \rangle_{t,\tau} \right] = \tau^2 \int_{-\infty}^{\infty} W_\phi(\omega) d\omega / 2\pi = W_\phi |\tau|. \quad (6)$$

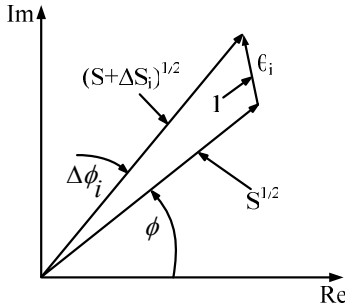


Рис. 1. Связь $\Delta\phi$ и ΔS в ППЛ

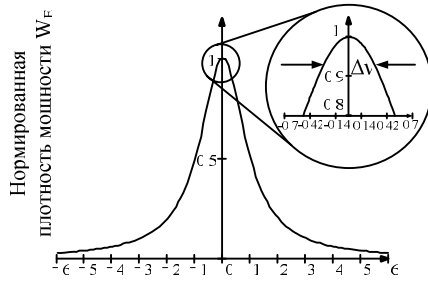


Рис. 2. Лоренцов спектр ППЛ

Спектральную плотность $W_\phi(\omega)$ в этой формуле можно выразить через время когерентности лазерного излучения t_c , $W_\phi(\omega) = 2/t_c$. Получим:

$$\langle \exp(j\Delta\phi) \rangle = \exp(2|\tau|/t_c). \quad (7)$$

В соответствии с (2), (3) АКФ и спектр $W_E(\omega)$ определяются как:

$$R_E(\tau) = S_0 \exp(-W_\phi |\tau|/2) = S_0 \exp(-|\tau|/t_c), \quad (8)$$

$$W_E(\omega) = \frac{2t_c S_0}{1 + (\omega t_c)^2}. \quad (9)$$

В соответствии с (9), спектр ППЛ описывается лоренцовой кривой (см. рис. 2). Ширина этой линии по уровню половины мощности равна:

$$\Delta\nu = \frac{\Delta\omega}{2\pi} = \frac{W_\phi}{2\pi} = \frac{1}{\pi \cdot t_c}. \quad (10)$$

Из рис. 1 оценим флуктуации $\Delta\phi$ и ΔS стационарной плотности S_0 вынужденного излучения, вызванные одним спонтанным фотоном. Учитывая, что $\phi \ll 1$, получим:

$$\Delta\phi_1 \approx \sin\theta/\sqrt{S}, \quad (11)$$

$$\Delta S = 1 + 2\sqrt{S_0} \cos\theta. \quad (12)$$

Формула (11) описывает флуктуацию фазы излучения $\Delta\phi_1$, обусловленную механизмом п.1. Вариация плотности фотонов ΔS через механизм п. 2 также приводит к изменению фазы на $\Delta\phi_2$. Рассмотрим эту связь. Для этого обратимся к скоростному уравнению для S_0 , которое определяется коэффициентом вынужденного излучения r_{st} и временем жизни фотона τ_{ph} в резонаторе ППЛ [1, 2],

$$(S_0)' = r_{st}S_0 - S_0/\tau_{ph}. \quad (13)$$

Согласно (13), искомая зависимость должна быть динамической. Ее производная определяет изменение частоты света ω_{opt} , которое должно удовлетворять условию баланса фаз. Отсюда следует, что:

$$\Delta\omega = \phi' = -\omega_{opt}\Delta n'/N, \quad (14)$$

где $N = n' + \omega \cdot dn'/d\omega$, n' – групповой и обычный показатели преломления.

Заметим далее, что n' зависит от мнимой части показателя преломления n'' как: $n' = \alpha n''$. Вариация же n'' определяется изменением усиления Δg активной среды,

$$\Delta n'' = -\Delta g c / 2\omega_{opt}. \quad (15)$$

Подставим последние формулы в (14), получим :

$$\phi_2' = \alpha S' / 2S.$$

Проинтегрируем это уравнения по t , получим:

$$(\Delta\phi_2)_i = -\alpha \left(1 + 2\sqrt{S_0} \cos\theta_i\right) / 2S_0. \quad (16)$$

Общая флуктуация фазы поля за время τ определяется как:

$$\Delta\phi = \sum_{i=1}^l \Delta\phi_i = \sum_{i=1}^l (\sin\theta_i - \alpha \cos\theta_i) / \sqrt{S_0}. \quad (17)$$

Выражая параметр r_{sp} через коэффициент спонтанного излучения, с учетом (10), находим

$$\Delta\nu = n_{sp}(1 + \alpha^2) / 4\pi \cdot S \cdot \tau_{ph}. \quad (18)$$

Формула (18) является модифицированной формулой Шавлова-Таунса, описывающей зависимость ширины линии от параметров активного слоя ППЛ [2]. Из (18) следует, что $\Delta\nu$ пропорциональна $(1 + \alpha^2)$ и обратно пропорциональна числу фотонов в резонаторе S_0 или

мощности излучения ППЛ. Для типичных полупроводниковых лазеров параметр α лежит в пределах $2 \div 8$. Это указывает на то, что в ППЛ основным из описанных выше механизмов, определяющих ширину линии, является второй, связанный с флуктуациями плотности носителей в активном слое лазера. Поэтому α называют также «фактором уширения линии» [1].

ЛИТЕРАТУРА

1. Тамир Т. Волноводная оптоэлектроника. М.: Мир, 1991. 575 с.
2. Petermann K. Laser Diode Modulation and Noise. Dordrecht / Boston / London. Kluwer Academic Publishers. 1988. p. 315.

ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ СВЕТОИЗЛУЧАЮЩИХ ДИОДОВ

О.Ю. Стасюк, студент 3курса ФФ ТГУ;

А.А. Вилисов, д.т.н., зав. лаб. ОАО НИИ ПП

ТГУ, ОАО НИИ ППг. Томск, т.48-84-40, vilisovaa@mail.ru

Развитие полупроводниковой оптоэлектроники (ППОЭ) определяется в первую очередь результатами фундаментальных исследований и достижениями полупроводникового материаловедения. Здесь в конспектированной форме обсуждаются особенности материалов, широко применяемых в производстве СИД: соединения $A^{III}B^V$, твердые растворы соединений $A^{III}B^V$, нитриды $A^{III}N$ [1–3]. Появление новых материалов дало возможность конструировать новые структуры рабочего тела прибора – электронно-дырочный переход, гетеропереходы (в частности многопроходные), кристаллы с квантовыми ямами и точками (низкоразмерные структуры). При этом как материалы, так и приборные структуры потребовали новых технологий – переход от диффузии к жидкофазной, газофазной и молекулярно-лучевой эпитаксии. При этом все эти три составляющих – материалы, структуры, технологии – должны находиться в постоянном взаимодействии, что способствовало дальнейшему развитию ППОЭ.

Отсчитывать начало ППОЭ можно с 1961 г., когда впервые было получено ИК излучение в электронно-дырочном переходе на основе GaAs. Именно GaAs на длительное время стал основным материалом для изготовления светоизлучающих приборов. Важнейшие физические свойства GaAs и его широкого применения обусловлены строением зонной структуры. Благодаря «прямоzonности» GaAs излучательная рекомбинация в нем имеет высокую вероятность. Однако существен-

ным недостатком первых разработок излучающих диодов на основе GaAs была быстрая деградация эффективности излучения приборов в процессе работы. В дальнейшем заметное промышленное применение получили p – n –структуры, выращенные методом жидкофазной эпитаксии, в которой эпитаксиальная область легирована кремнием. Область излучательной рекомбинации оказывается очень широкой (до 20... 40 мкм). Изменение содержания Si в расплаве вызывает длинноволновый сдвиг спектральной полосы электролюминесценции, излучение проходит через толщу n -GaAs без потерь. Все это обуславливает высокий квантовый выход, однако, быстродействие GaAs(Si) – излучателей невелико (около 1 мкс). Наиболее крупным достижением раннего периода в развитии светоизлучающих диодов на основе GaAs(Si) было создание ИК диода 3Л107. В настоящее время ведутся исследования в направлении замены кремния на гафний.

Синтез полупроводниковых соединений $A^{III}B^V$, изучение их физико-химических свойств, в том числе механизмов излучательной рекомбинации в связи со структурой зон и легированием, позволили осуществить выбор основных материалов для создания излучающих диодов различного назначения. Эти соединения, в том числе и твердые растворы соединений $A^{III}B^V$, дали для оптоэлектроники очень многое, был практически перекрыт весь диапазон видимый и ближний ИК.

Изучение твердых растворов привело к созданию совершенных гетеропереходов. Было известно, что даже небольшое несоответствие параметров решеток в гетероструктурах не позволяет реализовать потенциальные преимущества ДГС. Поэтому возникла необходимость исследовать твердые растворы, соответствующие данным требованиям. Стало ясно, что твердые растворы $Ga_{1-x}Al_xAs$ являются химически устойчивыми и подходящими для изготовления долгоживущих гетероструктур и приборов. $Ga_{1-x}Al_xAs$ является важнейшим материалом для создания ИК-излучателей. Основное принципиальное достоинство этого материала заключается в возможности получения в нем высококачественных гетероструктур с очень малым рассогласованием постоянных решетки ($\Delta a/a < 0,1\%$) при достаточно широком диапазоне изменения состава ($E_g = 1,4 \dots 1,85$ эВ). Структурное совершенство позволяет получать предельный внутренний квантовый выход ($\eta_{int} \approx 100\%$), а использование широкозонного окна, многопроходных эффектов, реализуемых в гетеропереходах – и высокий внешний квантовый выход (десятки процентов). Малые толщина активной области в двойных гетероструктурах и время жизни излучательной рекомбинации обуславливают высокое быстродействие GaAlAs – излучателей. Основной недостаток этого соединения (в сравнении, например, с GaAsP) состоит в том, что эффективные излучатели изготавливают

лишь методом жидкофазной эпитаксии: высокая активность алюминия является препятствием для проведения высокотемпературного газотранспортного процесса. Отсюда меньше площади обрабатываемых пластин, более высокая стоимость приборов (из-за этого, например, светодиоды красного цвета свечения ($\lambda_{\text{изл}} \approx 700$ нм), получили лишь ограниченное распространение).

На ранней стадии развития физики и технологии гетероструктур стало ясно, что для расширения спектральной области необходимо искать новые решеточно-согласованные гетероструктуры. Были получены такие гетеропереходы с использованием четверных твердых растворов $A^{III}B^V$, позволяющих независимо менять постоянную решетки и ширину запрещенной зоны. Одним из таких растворов является арсенид – фосфид индия – галлия ($\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}_{1-y}\text{P}_y$).

Эпитаксиальные структуры этого соединения выращиваются методом жидкостной эпитаксии из растворов-расплавов $\text{In} - \text{Ga} - \text{As} - \text{P}$, обогащенных индием на подложках InP . Материал позволяет в широком интервале изменения состава ($E_g = 1,1 \dots 0,7$ эВ) реализовать принцип изопериодичности. Создание современных гетероструктур обеспечивает высокую мощность излучения и быстродействие. Поэтому $\text{In}_{1-x}\text{Ga}_x\text{As}_{1-y}\text{P}_y$ стал одним из наиболее важных материалов для множества прикладных задач: фотокатоды и, особенно, лазеры в ИК-области для волоконно-оптической связи.

Совсем недавно (не более 12–15 лет назад) начался этап нитридов алюминия, индия, галлия ($A^{III}\text{N}$). Это новые материалы для сверхярких излучающих диодов видимого диапазона, которые сегодня рассматриваются как реальные конкуренты всех осветительных приборов от ближнего ИК до ближнего УФ-цвета свечения. Преимущественно с этими материалами связан резкий интерес к наноразмерным структурам.

В системе AlN-GaN образуется непрерывный ряд твердых растворов. Изменения основных физических характеристик в зависимости от состава твердого раствора описываются закономерностями, близкими к правилу Вегарда. Параметры решетки монотонно изменяются, также монотонно меняется и ширина запрещенной зоны. Несколько сложнее дело обстоит с твердыми растворами в системе GaN-InN из-за выделений индия при высоких содержаниях этого металла в сплавах. Тем не менее использование твердых растворов значительно расширяет спектральные возможности приборов.

Появление твердотельных источников света обещает огромные выгоды в сферах информационных технологий, экологии, медицины, военной техники и светотехнической промышленности. Изучение технологии получения полупроводниковых материалов обеспечит прогресс в изготовлении полупроводниковых приборов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Коган Л.М. Полупроводниковые светоизлучающие диоды / Энергаториздат, 1983. С. 87.
2. Алферов Ж.И. История и будущее полупроводниковых гетероструктур. Физика и техника полупроводников. 1998. Т. 32. № 1.
3. Шретер Ю.Г., Ребане Ю.Т. Широкозонные полупроводники. Санкт-Петербург, «Наука». 2001. С. 89.

ИССЛЕДОВАНИЕ ДИФРАКЦИОННЫХ СВОЙСТВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИ УПРАВЛЯЕМЫХ ГОЛОГРАФИЧЕСКИХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СТРУКТУР В ФПМ-ЖК КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛАХ

В.С. Миргород, студент 3 курса каф. СВЧиКР; Б.Ф. Ноздреватых, студент 4 курса каф. СВЧиКР; С. В. Устюжанин, аспирант каф. СВЧиКР; С.Н. Шарангович, к.ф.-м.н., зав. каф. СВЧиКР
ТУСУР, г. Томск, т. 413-643, shr@svch.rk.tusur.ru

В последнее время значительное внимание уделяется исследованию нелинейно-оптических эффектов голографического формирования дифракционных структур (ДС) в фотополимеризующихся жидкокристаллических (ФПМ-ЖК) композиционных материалах, изучению их дифракционных характеристик и созданию на их основе динамически управляемых элементов и устройств оптической связи (оптических переключателей, мультиплексоров, фильтров и т.п.) [1, 2].

Целью данной работы является построение аналитической модели электрически управляемой периодической структуры (рис. 1), сформированных голографическим методом в ФПМ-ЖК композиционном материале, и исследование ее дифракционных свойств.

При построении аналитической модели принимались во внимание: оптическая анизотропия ФПМ-ЖК, наличие фотополимерной и жидкокристаллической составляющих ДС [2], электрически индуцированная плавная оптическая неоднородность слоя ФПМ-ЖК, вызванная переориентацией директора ЖК в однородном электрическом поле E

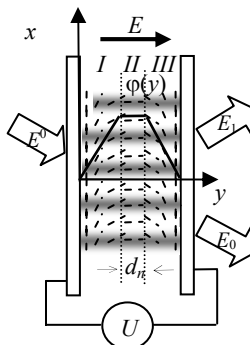


Рис. 1. Схема электрически управляемой ФПМ-ЖК ДС

и приводящая к локальным изменениям геометрии дифракции (рис. 2). В этом случае взаимодействие световых пучков в ФПМ-ЖК ДС описывается уравнениями связанных волн в частных производных:

$$N_{r1}^i \nabla E_1^i(r) = -iC_0^i(r)E_0^i(r)\exp[-i\int_0^r \Delta K_i(r, E)dr], \quad (1)$$

$$N_{r0}^i \nabla E_0^i(r) = -iC_1^i(r)E_1^i(r)\exp[+i\int_0^r \Delta K_i(r, E)dr],$$

где $C_{0,1}$, $N_{r0,1}$, $\Delta K(r, E) = k_0(r, E) - k_1(r, E) + K$ – коэффициенты связи, групповые нормали и локальные фазовые расстройки для обыкновенных ($i = 0$) и необыкновенных ($i = e$) волн. Пространственная зависимость $\Delta K(r, E)$ определяется с учетом изменения траекторий световых пучков и показателей преломления [3]

$$n_{1,0}(r, E) = n_0 n_e \left[n_e^2 \sin^2[\varphi(r, E) \pm \theta_{1,0}] + n_0^2 \cos^2[\varphi(r, E) \pm \theta_{1,0}] \right]^{-1/2}, \quad (2)$$

Рис. 2. Локальная векторная диаграмма дифракции

где $\theta_{1,0}(r, E) = \beta_{1,0}(r, E) \pm \nu$, где β – угол сноса, $\nu = \lambda/2\pi n_0 \Lambda$, Λ – период ДС. Изменение ориентации оптической оси $\varphi(r, E)$ в (2) (наклона директора ЖК) находится из решения уравнения Фредерикса

$$\frac{1}{\xi_E(E)} \left(\frac{d}{2} + y \right) = \int_0^\varphi \left(\sin^2 \varphi_m(r, E) - \sin^2 \varphi \right)^{-1/2} d\varphi. \quad (3)$$

Расчетные зависимости $\varphi(y, E)$, $n(y, E)$, $\Delta K(y, E)$, и интегральной фазовой расстройки $\Theta(y, E) = \int_0^y \Delta K(y', E) dy'$ в (1) представлены на рис. 3.

Их анализ показывает, показывает что возмущенную область ФПМ-ЖК можно разбить на N слоев с линейно неоднородными оптическими свойствами в каждом слое и использовать аппроксимацию

$$\Delta K_n(y_n, E) = \Delta K_{n-1} + t_n(E) y_n, \text{ при } n = 2 \dots N, \quad (4)$$

$$\Delta K_1(y_1, E) = \Delta K + t_1(E) y_1, \text{ при } n = 1,$$

где $y_n = 0 \dots d_n$ – текущая координата n -го слоя толщиной d_n , удовлетворяющей условию $Q = \lambda d_n / \Lambda^2 \geq 10$ режима дифракции Брэгга. В этом случае решения уравнений (1) могут быть найдены методом Римана аналогично [3] и представлены в виде рекуррентных соотношений, с помощью которых последовательно можно описать процесс образования пространственных профилей $E_0^n(\xi)$ и $E_1^n(\eta)$ на выходе каждого n -го

слоя через распределения $E_0^{n-1}(\xi)$ и $E_1^{n-1}(\eta)$ на его входе:

$$E_1^n(\eta) = E_1^{n-1}\left(-\frac{\eta}{v_1}\right) - i \frac{C_0 d_n}{2v_1} \int_{-1}^{+1} \exp\left[\delta m(1-y) + \delta^2 n(1-y)^2\right] \times \\ \times \left[\Phi\left(\frac{d}{a}, 1; a\delta^2 \frac{v_1}{v_0}(1-y^2)\right) E_0^{n-1}\left(\frac{\delta(1-y)}{v_0} - \frac{\eta}{v_1}\right) - i \frac{C_1 d_n}{2v_0}(1+y) \times \right. \\ \left. \times \Phi\left(\frac{d}{a} + 1, 2; a\delta^2 \frac{v_1}{v_0}(1-y^2)\right) E_1^{n-1}\left(\frac{\delta(1-y)}{v_0} - \frac{\eta}{v_1}\right) \right] dy, \quad (5)$$

где $\Phi(a, \delta; c)$ – вырожденная гипергеометрическая функция; для $n = 1$ $E_1^{n-1} = 0$, $E_0^{n-1} = E^0(\xi_0/v_0)$; ξ, η – апертурные координаты, остальные обозначения приведены в [3]. Структура решения для $E_0^n(\xi)$ аналогична.

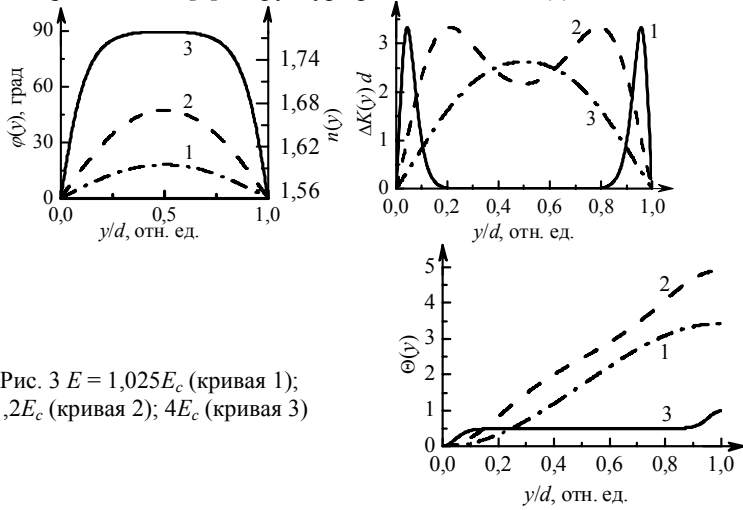


Рис. 3 $E = 1,025E_c$ (кривая 1);
 $1,2E_c$ (кривая 2); $4E_c$ (кривая 3)

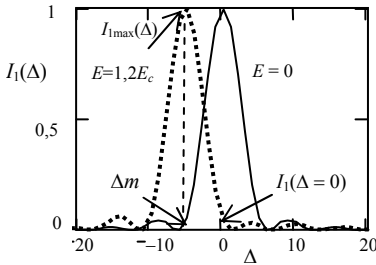


Рис. 4

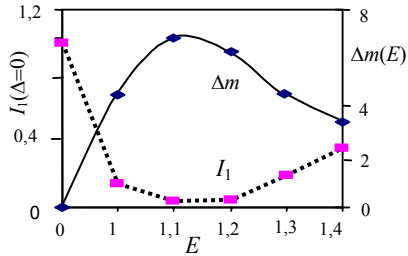


Рис. 5

По результатам моделирования на рис. 4 представлена зависимость интенсивности дифрагированного пучка от начальной фазовой расстройки $I_1(\Delta, E)$, рассчитанная с помощью (1)–(5) при $E = 0$ и $1,2E_c$. На рис. 5 показаны зависимости $\Delta m(E)$ и $I_1(\Delta = 0, E)$, соответственно характеризующие эффекты электронной перестройки и переключения ФПМ-ЖК ДС.

Работа выполнена в рамках проекта РНП 2.1.1.2097 программы «Развитие научного потенциала высшей школы на 2006-2008 гг».

ЛИТЕРАТУРА

1. Zhou J., Collard D., and Srinivasarao M. Switchable gratings by spatially periodic alignment of liquid crystals via patterned photopolymerization // Opt. Lett. 2006. № 31. P. 652–654.
2. Шарангович С.Н., Довольнов Е.А., Устюжанин С.В., Ноздреватых Б.Ф., Миргород В.Г. // Электронные средства и системы управления. Томск, Изд-во ИОА СО РАН, 2005. Ч.1. С. 227–230.
3. Кушнарев И.Н., Шарангович С.Н. Сильное акустооптическое взаимодействие пучков в оптически неоднородных кристаллах // ЖТФ. 1993. Т. 63. № 2. С. 24–42.

КОМПЛЕКС ВИДЕООБРАБОТКИ УСТАНОВКИ ЭПИТАКСИИ

В.В. Вахтин, А.А. Филь, А.Г. Чугунов, студенты каф. ЭП;

Л.Н. Орликов, д.т.н., профессор каф. ЭП

ТУСУР, Томск, тел 41-39-39, E-mail: ng@muma.tusur.ru

Рассматривается комплекс для обработки сигналов видеоизображений от люминесцентного экрана.

Суть проблемы. Известно достаточно много систем видеонаблюдений [1]. Однако для динамически изменяющихся процессов современные средства анализа недостаточно разработаны.

Метод решения. Нами предлагается комплекс для обработки группы светящихся точек или полос от люминесцентного экрана установки молекулярно-лучевой эпитаксии.

Обработка изображения дифракции быстрых электронов производится прямо с USB-порта (на первоначальном этапе с цифрового фотоаппарата). Далее сигнал пропускается через TV-тюнер, где оцифровывается. Программа стоп-кадра фиксирует фрагмент изображения. Далее сигнал пропускается через «сигмовидную функцию» реализованных на микроЭВМ (микросхема типа KP555 PY).

Сигмовидная функция имеет вид:

$$f(x) = \frac{1}{1 + e^{-x}}.$$

Программа обрабатывает пятна или полосы экрана размером ~1 мм. (Расчет расстояния между ними и положения в пространстве) с интервалом 1–10 сек. Разрешение 2–3 линии/мм.

Подбор весовых коэффициентов сигмовидных функций проводится на основании экспериментальных данных.

Полученные результаты. Запуск комплекса производится от таймерной системы с частотой дискретизации 1–100 сек. Преобразование сигналов в цифровую форму производится с помощью TV-тюнера. Обработка экспериментальных данных с целью получения параметров кристалла, проводится в графической форме.

В процессе записи возникает необходимость анализа группы картинок из их большого количества. В последнее время за рубежом широко начал развиваться ввод информации с помощью графического дисплея. К особенностям таких систем относится необходимость оценки координаты кода единичного перемещения $\Delta X = \Delta Y$, которое равно отношению площади части экрана S к количеству адресуемых точек N .

Кодировка и расшифровка изображения проводится так, чтобы в имя файла записывался год, число, час, минута, секунда. Ориентировочные данные о самом содержании картинки записываются в виде параллельного файла, содержащего условные парные цифры в виде сетки по горизонтали и вертикали картинки. Количество пар свидетельствует о количестве точек, а близость номеров свидетельствует о распределении этих точек по картинке. Поскольку экран имеет диаметр 100 мм, а диаметр пятна 1 мм удобно кодировать цифрами от 1 до 100.

Аппаратная часть поддерживает следующие основные режимы работы:

- загрузка данными измеренными в дискретные моменты времени мгновенных значений токов и напряжений внутреннего буфера;
- информационный обмен с внешним устройством.

Для организации таймерного сопровождения формируется счетчик времени (на частоте 50 Гц). Кроме того, разработана специальная таймерная программа на основе календаря офиса компьютера. В ряде случаев таймерное сопровождение используется для остановки процесса, тестирования, прерывания по ошибке оператора или для подсчета команд управления.

Выводы. Разработанный комплекс показал его перспективность. Особенностью применения комплекса является расширение технологических возможностей установки. В частности показано использование его в качестве устройства текущего контроля распределения мощности по элементам установки в условиях конкретного технологического процесса.

Работа выполняется при поддержке гранта ЭП 1915172 бизнес инкубатора ТУСУРа.

ЛИТЕРАТУРА

1. *Марков В.А., Никифоров А.И., Пчеляков О.П.* IN SITU ДБЭ контроль прямого МЛЭ роста квантовых точек Ge на Si (001) / Полупроводники / Сб. под ред. И.Г. Неизвестный. ИФП СО РАН., 1996. с. 278–279.

СЕКЦИЯ 7

ФИЗИЧЕСКАЯ И ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель – Троян П.Е., зав. каф. ФЭ, к.т.н., доцент

ПРОГРАММА ВЫЧИСЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ГРАНИЦЫ РАЗДЕЛА ПОЛУПРОВОДНИК – ДИЭЛЕКТРИК

В.Н. Давыдов, М.В. Завадский, А.Л. Кохлов

ТУСУР, г. Томск, т. 413-887, priem@ms.tusur.ru

Принцип работы большинства современных приборов и устройств микро – и оптоэлектроники основан на использовании свойств приповерхностного слоя в полупроводнике и свойств границы диэлектрик – полупроводник (ДП). По этой причине для контроля их качества важным является разработка методов оценивания параметров свойств поверхностно-барьерных приборов, среди которых МДП-структура может рассматриваться как модельная.

Для оценки качества границы раздела ДП наибольшее количество информации может дать обработка высокочастотных вольт-фарадных характеристик (ВФХ) по методу Термана. Однако данный метод предполагает проведение ряда математических операций над исходными данными, которые могут стать причиной большой ошибки в конечных результатах.

Целью данной работы является составление алгоритма, реализующего метод Термана, а также разработка программного обеспечения данного метода. Конечной результатом работы стало составление программы, которая по экспериментально измеренной ВФХ вычисляет: емкость диэлектрического слоя C_d , величину заряда в диэлектрике Q_d , концентрацию легирующей примеси у поверхности N_d , а также распределение плотности поверхностных состояний по ширине запрещенной зоны полупроводника $N_{SS}(E)$. Следует отметить, что для повышения точности проводимых вычислений в программе предусмотрено исключение случайных ошибок в значениях ВФХ.

Описание алгоритма вычислений

Для определения энергетического спектра поверхностных состояний необходимо сравнить экспериментальную ВФХ с теоретической в отсутствии поверхностных состояний (ПС). Последняя рассчитывается по измеренным и конструктивным параметрам МДП-структур. Сдвиг

между экспериментальной и теоретической ВФХ по оси напряжений ΔV , а также различие в их наклонах вызваны наличием в реальной структуре несовершенств границы раздела, образующих ПС и дающих заряд Q_{SS} . Поэтому распределение плотности ПС по энергии находится из выражения:

$$N_{SS}(E) = \frac{C_d}{q} \frac{d(\Delta V)}{d\phi_S}$$

где q – заряд электрона, ϕ_S – электростатический потенциал поверхности полупроводника. Для того, чтобы с помощью приведенного выражения построить спектр поверхностных состояний необходимо: построить теоретическую ВФХ и сравнить ее с экспериментальной, построив зависимость $\Delta V(V)$; найти зависимость $\Delta V(\phi_S)$ и продифференцировать ее; а затем, пользуясь приведенным выражением, построить спектр ПС.

На рис. 1 показано окно программы с результатом применения процедуры сглаживания экспериментальных точек ВФХ. На рис. 2 приведена расчетная и сглаженная ВФХ.

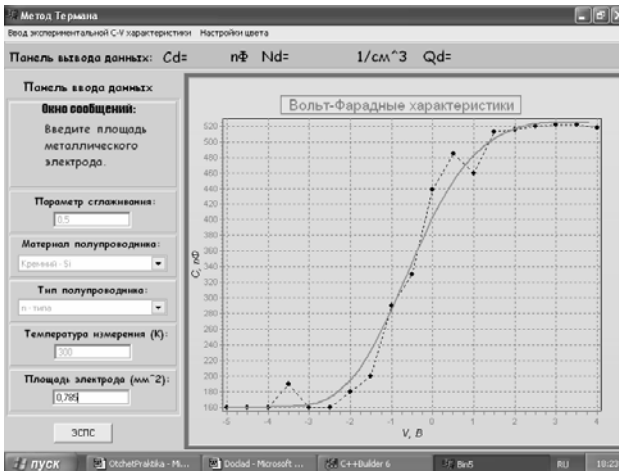


Рис. 1. Окно программы на этапе сглаживания

Наличие процедуры дифференцирования экспериментальной ВФХ может привести к тому, что на гладкой функциональной зависимости погрешности измерений дадут ошибку, превышающую реальный результат. Чтобы избежать этого, экспериментальная ВФХ должна быть сглажена, что можно достичь ее аппроксимацией. При аппрок-

симации функций такого типа интерполяционными сплайнами на графиках сплайнов могут наблюдаться значительные осцилляции, обусловленные наличием случайных ошибок. Более гладкие аппроксимирующие кривые позволяют получить сглаживающие сплайны, которые, в отличие от интерполяционных, проходят вблизи значений

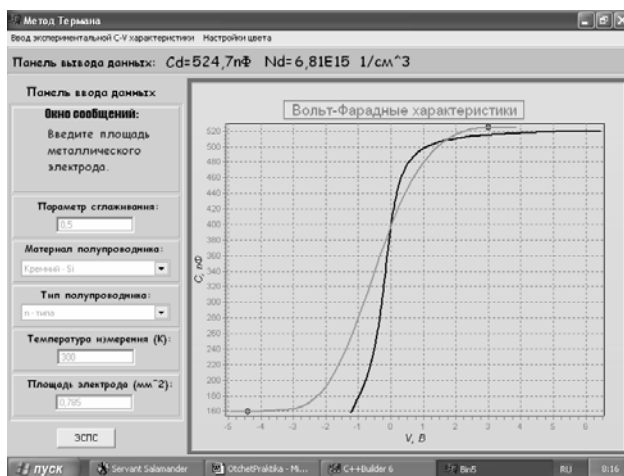
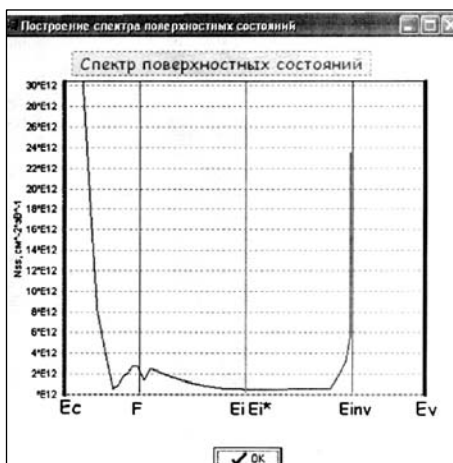


Рис. 2. Окно программы на этапе сравнения ВФХ

функций. Программа расчета параметров границы раздела составлена на языке высокого уровня C++ Builder. Объектно-ориентированное программирование позволяет создать удобный пользовательский интерфейс, дает удобство работы с графическим материалом. В результате применения различных процедур сглаживания нами выбрана аппроксимация экспериментальной ВФХ сплайнами, коэффициенты в которых определялись по методу наименьших квадратов.

Результаты расчета емкости диэлектрика и уровня легирования полупроводника

Рис. 3. Рассчитанный спектр ПС



приведены в верхней строке окна на рис. 2. Рассчитанный спектр поверхностных состояний приведен на рис. 3.

Таким образом, разработана программа расчета параметров и свойств межфазной границы диэлектрик – полупроводник по заданным параметрам структуры и условиям сглаживания ошибок измерения ее емкости. Программа может использоваться как в научной работе, так и для отработки технологических режимов при производстве приборов микро – и оптоэлектроники.

УМЕНЬШЕНИЕ СВЧ-ПОТЕРЬ В МИКРОПОЛОСКОВЫХ СХЕМАХ ПУТЕМ ПЛАНАРИЗАЦИИ ПОВЕРХНОСТИ КЕРАМИЧЕСКИХ ПОДЛОЖЕК

В.В. Демиденко, студент 5 курса ФЭТ;

В.А. Литвинова, аспирантка ТУСУР

ТУСУР, тел. 48-84-07, evgeshale@micran.ru

Шероховатость поверхности керамических подложек микрополосковых плат ведет к росту активных потерь. Это обусловлено тем, что шероховатость поверхности вызывает рост эффективной длины пути поверхностных токов в проводниках по сравнению с проводниками на гладкой поверхности. Эффективная длина пути определяется коэффициентом шероховатости, равного отношению длины микропрофиля шероховатой поверхности к длине идеально гладкой поверхности на участке полосковой линии протяженностью не менее длины волны. Коэффициент шероховатости определяется геометрией микронеровностей – высотой R_a , углом при их вершине α (рис. 1).

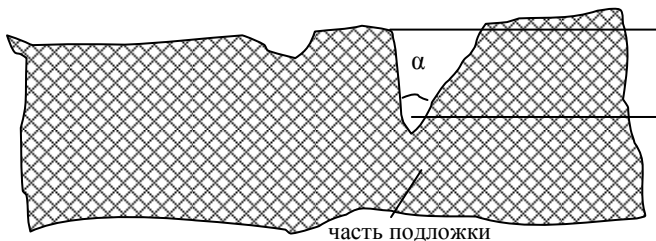


Рис. 1

Исследование формы микронеровностей показало, что стабильность значений коэффициента шероховатости $K_{ш}$ обусловлена тем, что каждому керамическому материалу и абразиву соответствует определенный наиболее вероятный угол при вершине микронеровностей α :

В таблице приведены экспериментальные данные о среднем значении R_a подложек из сапфира и поликора, обработанных суспензиями на основе электрокорунда белого (ЭБ), карбида кремния (КЗ) и алмазного порошка (А).

Значения параметров шероховатости сапфира и поликора, обработанных различными суспензиями

		R_a , мкм	
		сапфир	поликор
Шлифование суспензией: ЭБ	ЭБ 4	0,63	4
	ЭБМ 28	0,44	2,35
	ЭБМ 20	0,32	1,82
	ЭБМ 7	0,12	0,76
КЗ	КЗ 4	0,72	4,4
	КЗМ 28	0,5	2,64
	КЗМ 14	0,25	1,59
	КЗМ 7	0,13	0,83
А	АМ 40/28	0,64	4,2
	АМ 20/14	0,36	2,2
	АМ 7/5	0,21	1

При расчете влияния микронеровностей на величину затухания, вызванного активными потерями в полосковых проводниках, необходимо учитывать не только геометрические изменения длины поверхности, но и рабочую частоту. Для одного и того же микрорельефа изменение активных потерь, вызванное шероховатостью токонесущей поверхности, будет различным при неодинаковых рабочих частотах. Это обусловлено тем, что с изменением частоты изменяется и условная глубина проникновения – толщина скин-слоя d .

Приращение активных потерь зависит от соотношения параметра шероховатости R_a и толщины скин-слоя d . Чем больше R_a/d , тем ближе длина пути поверхностного тока к длине микрорельефа токонесущей поверхности.

На рис. 2 показана зависимость приращения затухания сигнала (в относительных единицах) частотой 10 ГГц в медном проводнике ($d = 1,5$ мкм) от величины R_a .

Ее можно описать выражением

$$K_\lambda = \text{th} \left(\frac{R_a}{1,8d} \right)$$

где K_λ – частотная поправка.

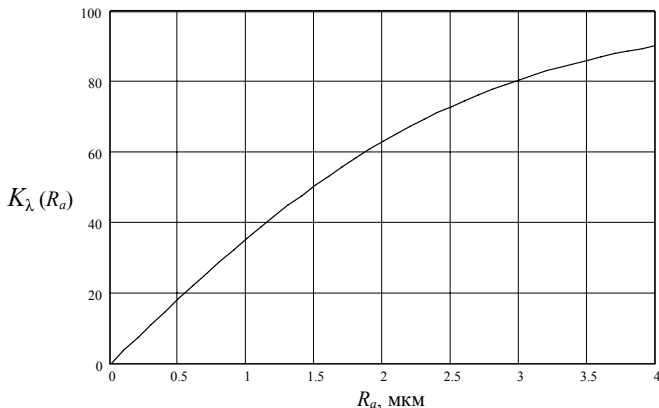


Рис. 2

Величину потерь в микрополосковых линиях, возможно, существенно уменьшить планаризацией поверхности керамической подложки. Планаризация осуществляется путем наклонного напыления на поверхность подложки тонкого слоя (толщиной 0,2–0,5 мкм) стеклообразного покрытия, например SiO_2 или Si_3N_4 . При этом достигается как уменьшение величины коэффициента шероховатости R_a на 10–20%, так и увеличение угла при вершине микронеровностей α , что, в результате приводит к снижению величины затухания сигнала в микрополосковых линиях. В данной работе планаризация поверхности подложек проводилась с помощью реактивного магнетронного распыления кремния в атмосфере кислорода. Результаты экспериментальных исследований параметров микрополосковых плат представлены в докладе.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТОИЗОЛИРОВАННОГО ДИОДА С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ АНОДОМ

Е.В. Ерофеев, студент 5 курса каф. ФЭ

ТУСУР, г. Томск, т. +7(913)-887-60-39, 311-eev@rambler.ru

В настоящее время интенсивно исследуются новые методы изменения состояния поверхности с целью придания обрабатываемым материалам требуемых свойств, так как возможности традиционных методов химико-термической обработки материалов практически уже

исчерпаны. Перспективным способом обработки поверхности различных материалов стал метод воздействия на нее с помощью мощных импульсных ионных пучков. Импульсный характер воздействия определяет принципиальные отличия процессов, происходящих в поверхностном слое материала. За время действия импульса энергия, переносимая пучком, поглощается в тонком поверхностном слое, определяемом пробегом ионов и теплопроводностью материала. Как правило, для мощных пучков наносекундной длительности это глубины порядка 1 мкм. Несмотря на бесспорную актуальность данной технологии, публикации по данной тематике практически отсутствуют, поэтому развитие исследований в этой области чрезвычайно актуально, и, очевидно, здесь будет достигнут прогресс в разработке новых методов изменения свойств поверхности [1].

В настоящей работе исследовались механизмы образования мощных ионных пучков наносекундной длительности в ионном диоде с магнитной изоляцией, а также влияние режимов получения пучка на его энергетические свойства и состав.

Использование мощных ионных пучков для научных исследований и практического применения требует создания надежных источников с высокой повторяемостью характеристик пучка. Среди известных конструкций ионных диодов выделяются системы с радиальным магнитным полем, обеспечивающие замкнутый дрейф электронов в прикатодной области. Такие ионные диоды обладают КПД в десятки процентов и могут обеспечивать 10^3 – 10^4 импульсов без изменения характеристик пучка [2]. В известных конструкциях ионных диодов предварительная наработка плазмы достигается за счет использования либо электронной бомбардировки анода, либо вакуумного пробоя [3]. Надежность и повторяемость ионных характеристик пучка определяется всем комплексом используемой аппаратуры, и, в первую очередь, способом наработки плазмы на аноде.

Плотность тока в ионном диоде подчиняется закону 3/2:

$$j_i = \frac{4 \cdot \varepsilon_0}{9} \sqrt{\frac{2Ke}{m_i}} \frac{U^{3/2}}{d^2}, \quad (1)$$

где $\varepsilon_0 = 8,85 \cdot 10^{-12}$ Ф/м; e , m_e , K – заряд электрона, масса электрона, кратность ионизации; d – расстояние анод-катод; U – потенциал анода.

Для повышения плотности тока требуется повышение потенциала U на аноде и уменьшение зазора в диоде при обеспечении зарядовой нейтрализации ионного пучка низкоэнергичными электронами в области дрейфа.

Конструкция исследуемого ионного диода изображена на рис. 1.

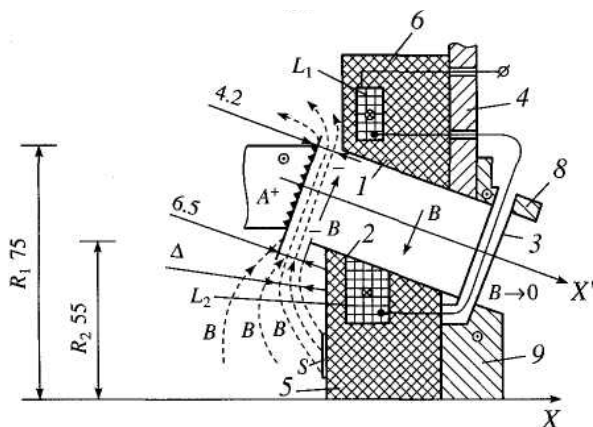


Рис. 1. Конструкция ионного диода с магнитной изоляцией

Непосредственно ионный диод содержит кольцевой анод A и два кольцевых конусообразных катода $1, 2$. Анод представлял собой алюминиевое кольцо с радиусами $R_1 = 75$ мм, $R_2 = 55$ мм. Катоды были выполнены из тонкой нержавеющей стали с большим удельным сопротивлением. Рабочая поверхность анода имела кольцевые канавки, залитые диэлектриком (полиэтилен). Внутренний катод 2 центрируется относительно внешнего шпильками 3 , в одной из которых проходит вывод питания внутренней обмотки L_2 . Внешняя обмотка L_1 последовательно соединена с внутренней, а другим выводом подключается к импульсному источнику питания. Катодная система укреплена на диске 4 с катировочными устройствами. Анод A подключен к высоковольтному выводу ускорителя через разделительный разрядник. Относительно рабочей поверхности анода кромки катодов 1 и 2 располагались на расстоянии 5–8 мм, причем эти расстояния практически не зависят от геометрии анода, а определяются заданной величиной потенциала и величиной индукции магнитного поля в зазоре.

Импульсное напряжение с амплитудой ~ 300 кВ и длительностью в десятки наносекунд подавалось на диод от генератора импульсного напряжения с величиной емкости $0,46$ мкФ. Предварительно катушки магнитной изоляции диода запитывались импульсным напряжением с амплитудой 5–8 кВ от источника питания магнитного поля. Вакуум в диоде был не хуже 10^{-5} Па. Контроль за параметрами работы ионного диода осуществлялся измерениями: импульсного напряжения U — емкостным делителем V ; полного тока диода — поясом Роговского Pn . Для измерения плотности ионного тока, определения энергии ионов использовались коллимированные цилиндры Фарадея (к.ц.Ф.) с маг-

нитной отсечкой электронов. Для измерения энергии и плотности энергии выведенного ионного пучка использовались медные калориметры. Осциллограммы напряжения и тока снимались с помощью осциллографа «Тетроникс».

Ионный пучок на выходе диода имел энергию ~ 50 Дж, которая измерялась калориметром, длительность импульса на полувывсоте составляла 50 нс. Плотность ионного тока в кольцевом цилиндрическом пучке составляла 122 А/см^2 при расчетном по (1) значении 130 А/см^2 . При этом технический и физический КПД диода были равны соответственно 23 и 30%.

На рис. 3 представлена осциллограмма плотности тока ионов с коллимированного цилиндра Фарадея.

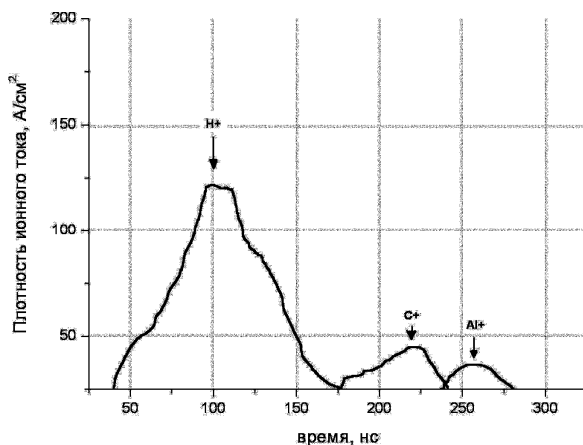


Рис. 3. Осциллограмма плотности ионного тока с к.ц.Ф

Как видно из осциллограммы плотности тока ионный пучок состоит в основном из ионов водорода. Кроме того, в состав пучка входят ионы углерода и алюминия.

При значении магнитного поля в зазоре анод-катод $B = 0,64$ Тл ускоритель работал в режиме, близком к короткому замыканию, и импеданс диода в течение импульса резко уменьшался. При $B = 0,64$ Тл в составе пучка в основном присутствовали однократно ионизированные ионы. В моменты времени, отмеченные стрелками, энергии ионов водорода, углерода, алюминия соответствовали 152 ± 20 кэВ.

При увеличении магнитного поля до 1,2 Тл импульсы ионного тока с к.ц.Ф. становились «двугорбыми». Потенциал анода возрастал до 400 кВ, появились двукратно ионизированные ионы углерода C^{++} из диэлектрического покрытия анода, а ускоритель выходил в режим, близкий к холостому ходу.

Согласованный режим для рассматриваемой конструкции ионного диода и ускорителя, при котором получена наибольшая энергия ионного пучка ~ 50 Дж, удалось получить, когда зазоры в промежутке катод-анод были увеличены до 6 и 7 мм. В этом случае пояс Роговского показывал ток 12 кА при напряжении на аноде $U = 380$ кВ.

В исследованной конструкции ионного диода использование повышающего автотрансформатора и подбор величины магнитного поля с соответствующей скоростью его нарастания обеспечили согласование импедансов ускорителя и ионного диода. Энергия формирующих линий с к.п.д. больше 95% выделялась в первом импульсе, и отсутствовали послеимпульсные колебания. Это и определило высокий ресурс работы ионного диода, значительно больше 10^3 импульсов, с отсутствием дополнительных систем наработки анодной плазмы обеспечило высокую повторяемость характеристик ионного пучка с каждым новым импульсом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Диденко А. Н, Лигачев А. Е., Куракин И. Б. Воздействие пучков заряженных частиц на поверхность металлов и сплавов. М: Энергоатомиздат, 1987. 184 с.
2. Лопатин В.С, Ремнев Г.Е, Фурман Э.Г. и др. Ионный диод с внешней магнитной изоляцией // ПТЭ, 2004. №4. с. 70–75.
3. Бакшаев Ю.Л, Блинов П.И, Долгачев Г.И. Ускорение ионов в диоде с магнитной изоляцией // Физика плазмы, 1979. Т. 5. Вып. 5. с. 1041–1043.

ИССЛЕДОВАНИЕ ПОВЕРХНОСТИ АРСЕНИДА ГАЛЛИЯ МЕТОДОМ ЭЛЛИПСОМЕТРИИ

А.М. Гаврилова, студентка 5 курса каф. ЭП;

Е.Л. Еремина, аспирантка ТУСУР

ТУСУР, тел: 48-84-07, evgeshale@micran.ru

Арсенид галлия широко применяется в производстве полупроводниковых интегральных схем. Основными элементами полупроводниковых приборов являются выпрямляющие и невыпрямляющие переходы, которые создаются с помощью контакта металл-полупроводник. Электрические параметры контакта зависят от свойств промежуточного слоя на границе раздела металл-полупроводник, образующегося в результате структурной и химической перестройки поверхностного слоя полупроводника и образования переходной области между металлом и полупроводником. Состав промежуточного слоя зависит от условий обработки поверхности полупроводника, нанесения металли-

ческих и диэлектрических покрытий и формирования контакта. Реальная поверхность полупроводника далека от идеальной. На ней практически всегда имеют место различного рода макроскопические и микроскопические структурные дефекты, связанные с условиями обработки (резка, полировка, шлифовка) и рост кристалла (огранка кристалла). Кроме того, реальная поверхность полупроводника находится в постоянном контакте с окружающей средой, различного рода химическими соединениями, применяемые в качестве травителей, в результате чего на поверхности возможна адсорбция посторонних атомов и молекул из этих источников, появление окисных пленок как результат окислительно-растворительных реакций при травлении и т.д. Все это приводит к появлению локализованных на поверхности полупроводника состояний, энергетические уровни которых располагаются в запрещенной зоне. Эти состояния называют поверхностными состояниями [1]. Присутствующий на поверхности слой окислов, оказывает влияние на характеристики контакта, поэтому здесь возникает проблема очистки и контроля поверхности.

Контроль состояния поверхности возможно осуществить методом эллипсометрии. Эллипсометрия является наиболее распространенным оптическим методом исследования многих поверхностных процессов. Основные ее достоинства это безконтактность, относительно высокая точность и чувствительность [2].

Сущность метода эллипсометрии основана на том факте, что при отражении электромагнитной волны на границе раздела двух сред амплитуды и фазы электрического вектора $\vec{E}$ изменяются. Например, линейно поляризованный свет, падающий под углом к поверхности, которая обладает способностью поглощать свет или покрыта тонкой инородной пленкой, после отражения становится эллиптически поляризованным. Эллипс поляризации принято характеризовать двумя угловыми величинами – эллипсометрическими параметрами Ψ и Δ (называемыми также поляризационными углами), которые определяются из условия (1.1):

$$\Psi = \arctg\left(\frac{A_P}{A_S}\right); \Delta = \delta_P - \delta_S; \quad (1.1)$$

Измерения эллипсометрических параметров Ψ и Δ отраженного света осуществляются на эллипсометре с помощью специальных оптических элементов – поляризаторов и фазовых пластин.

Вся конструкция может быть условно разделена на две части: плечо поляризатора, куда входят элементы оптической схемы до образца (по ходу распространения луча света), и плечо анализатора, содержащее элементы оптической схемы после образца. В плече поляри-

затора расположен источник монохроматического излучения, четвертьволновая пластина, модулятор излучения, поляризатор, компенсатор и затем, отразившись от поверхности образца луч через анализатор А, попадает на экран.

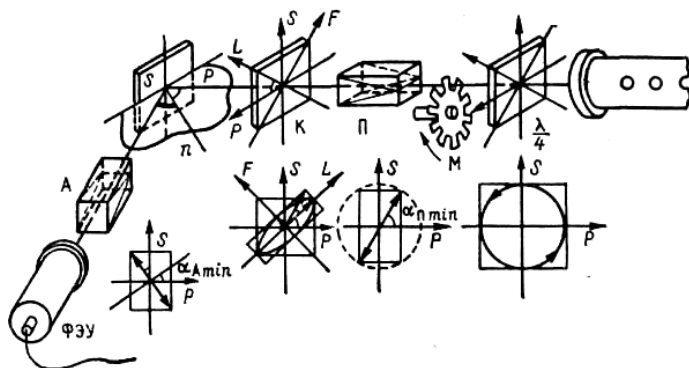


Рис. 1. Оптическая схема эллипсометра

Измерения толщины оксидных слоев на поверхности пластины GaAs до и после входной обработки ФИС (диметилформамид) с протиркой ИПС (изопропиловый спирт) проводились на универсальном эллипсометре ЛЭФ – 3М. При угле падения 70° определялись параметры поляризации Ψ и Δ .

Эллипсометрические параметры рассчитываются по формулам (1.2) и (1.3):

$$\Delta = P_1 + P_2 - 1^\circ 34'; \quad (1.2)$$

где $1^\circ 34'$ – систематическая ошибка;

$$\Psi = \frac{|A_1 - A_2|}{2}; \quad (1.3)$$

По номограмме Арчера ($\Psi - \Delta$ – номограмма) определяется толщина собственного окисла на полупроводниковой пластине.

В результате эксперимента установлено наличие на поверхности GaAs оксидных слоев $d = 15 \div 30 \text{ \AA}$. Обработка пластин в диметилформамиде приводит к некоторому уменьшению толщины окисла. В исходном состоянии поверхностных слой обогащен GaAs галлием, причем отношение концентраций галлия и мышьяка зависит от условий изготовления и длительности хранения образцов. Галлий находится в окисленном состоянии, а мышьяк – как в виде окисла, так и в неокисленном состоянии.

$GaAsO_4 + As_2O_5$		
$GaAsO_4 + As_2O_3 + As_2O_5$		
$GaAsO_4 + As_2O_3 + As_2O_4$	$GaAsO_4$	
$Ga_2O_3 + As_2O_3 + GaAsO_4$	$Ga_2O_3 + As_2O_3 + GaAsO_4$	
$Ga_2O_3 + As_2O_3 + As$	$Ga_2O_3 + As_2O_3 + As$	Ga_2O_3
$Ga_2O_3 + As$	$Ga_2O_3 + As$	$Ga_2O_3 + As$
$GaAs$	$GaAs$	$GaAs$
<i>a</i>	<i>б</i>	<i>в</i>

Рис. 2. Изменение химического состава по толщине пленки
естественного оксида в зависимости от соотношения As и Ga.
Отношение As:Ga: *a*) >1; *б*) 1; *в*) < 1

Также распределение фаз по толщине оксидной пленки на GaAs зависит от отношения As:Ga (рис. 2).

ЛИТЕРАТУРА

1. Шалимова К.В. Физика полупроводников. М.: Энергия, 1976. 489 с.
2. Резвый Р.Р., Финарев М.С. Эллипсометрические методы исследования и контроля в полупроводниковой микроэлектронике. М.: ЦНИИ «Электроника», 1977. 80 с.

О ВОЗМОЖНОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ ЭМИССИОННОЙ ГРАНИЦЫ ПЛАЗМЫ В ПРОСТРАНСТВЕ УСКОРЕНИЯ

Д.В. Горишков, студент 5 курса;

И.С. Жирков, аспирант каф. Физики

ТУСУР, г. Томск, т.41-33-69, zhirkov@ms.tusur.ru

Введение

Основное отличие плазменных электронных источников от аналогичных источников с накаливаемым катодом заключается в подвижности эмиссионной границы [1]. Известно, что при определенных режимах работы происходит выход эмитирующей поверхности плазмы из эмиссионного канала в пространство ускорения. В ранее проведенных работах [2], показано, что для источников ионов при давлениях порядка 5×10^{-2} Па, даже в этом случае формируется устойчивая граница плазмы, с сохранением режима эмиссии ионов. Цель данной работы заключалась в изучении возможности такого формирования для ис-

точника электронов при давлении в пространстве ускорения порядка 6 Па. Для этого было измерено пространственное распределение концентрации проникающей плазмы в зависимости от ускоряющего напряжения.

Методика эксперимента

Изучение поведения проникающей плазмы осуществлялось в электронном источнике специальной конструкции [3] (рис. 1). Образо-

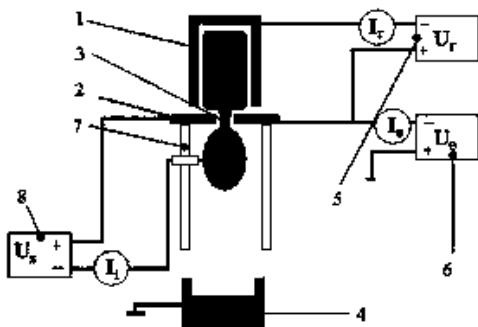


Рис. 1. Экспериментальная установка

вание плазмы происходило в промежутке между полным катодом 1 – анодом 2, причем анод содержал эмиссионное отверстие 3, через которое плазма проникала в ускоряющий промежуток, образованный анодом 2 и ускоряющим электродом 4. Электрическое питание источника осуществлялось от двух выпрямителей 5 и 6. Через стенки изолятора 7 в ускоряющий промежуток были введены зонды

(рис. 2), на которые подавалось напряжение смещения -40 В от выпрямителя 8. Зонды в количестве 16 штук располагались четырьмя рядами по четыре на каждой высоте, причем в каждом ряду на различном расстоянии от центра. Это обеспечивало возможность измерения ионного тока, а значит и концентрации проникающей плазмы, во всем объеме ускоряющего промежутка. Во избежание экранировки нижних рядов верхними, измерения проводились последовательно, т.е. после окончания работы с рядом, он удалялся.

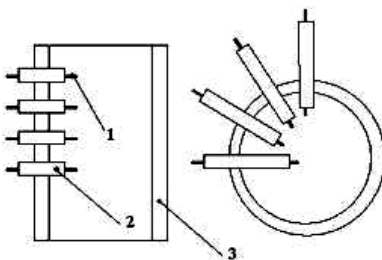


Рис. 2. Схема зондовой установки

Результаты эксперимента и их обсуждение

Результаты проведенных в настоящей работе экспериментов (рис. 3), показывают увеличение концентрации проникающей плазмы с одновременным увеличением занимаемого ее объема при подаче ускоряющего напряжения.

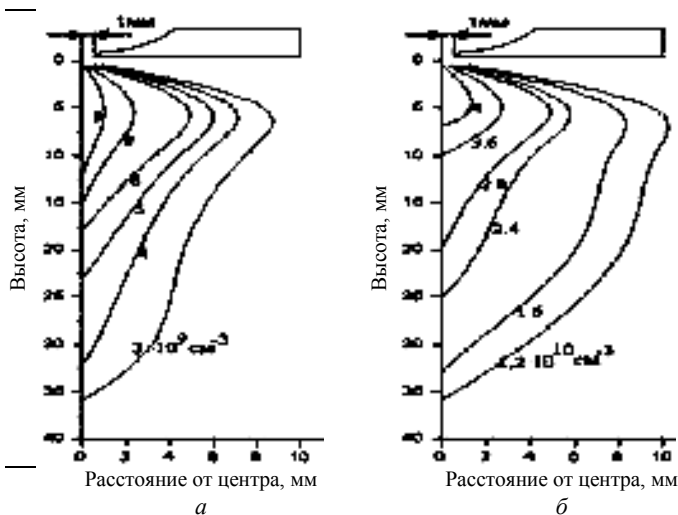


Рис. 3. Пространственное распределение концентрации плазмы:
a – извлекающее напряжение 150 В; *б* – извлекающее напряжение 250 В
 (ток разряда 300 мА, давление 6 Па)

Проведенные в аналогичных условиях визуальные наблюдения (рис. 4) наглядно показали расширение области занимаемой плазмой при подаче на экстрактор ускоряющего напряжения. Это означает, что в отличие от случая извлечения ионов [2], формирование устойчивой плазменной границы, и эмиссия электронов из нее оказываются невозможны. Причина этого состоит, по-видимому, в переключении тока разряда с анода на ускоряющий электрод (коллектор).

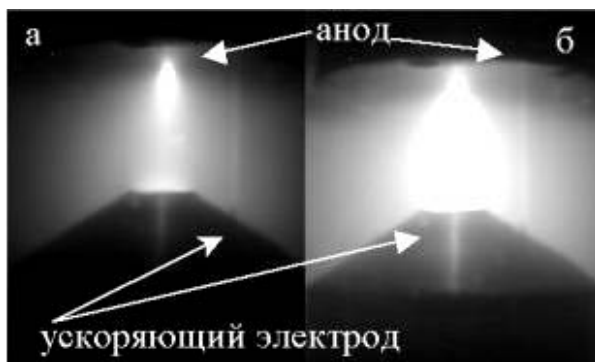


Рис. 4. Пространство ускорения: *a* – извлекающее напряжение 150 В;
б – извлекающее напряжение 250 В (ток разряда 300 мА, давление 6 Па)

Заключение

Результаты проделанной работы, указывают на то, что эмиссия электронов из плазмы, свободно расширяющейся в пространство ускорения, оказывается невозможной. Это указывает на необходимость принятия специальных мер, предотвращающих развитие разряда по пути полый катод – ускоряющий электрод (коллектор).

ЛИТЕРАТУРА

1. *Жирков И.С., Бурдовицин В. А.* Известия высших учебных заведений, Физика, вып. 6. 2005.
2. *Габович М.Д.* Физика и техника плазменных источников ионов. М.: Атомиздат, 1972. 303 с.
3. *Жирков И.С., Бурдовицин В.А., Окс Е.М., Осипов И.В., Федоров М.В.* ПТЭ, вып. 6. 2005.

ПОВЫШЕНИЕ ПЛОТНОСТИ ЭМИССИОННОГО ТОКА В ИСТОЧНИКЕ ЛЕНТОЧНОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА

А.С. Климов, аспирант каф. Физики;

А.В. Медовник, студент 5 курса

ТУСУР, г. Томск, т.41-33-69, kas3501@sibmail.com

В работе представлены результаты исследования распределения плотности тока в ленточном пучке, генерируемым электронным источником на основе разряда с протяженным полым катодом в зависимости от ширины щели в катоде и аноде. Установлено, что при одновременном сужении щелей в катоде и аноде плотность тока в пучке растет. Однако в случае, если ширина катодной щели становится ниже некоторого порогового значения, в распределении плотности тока появляются локальные максимумы, параметры которых определяются разрядным током.

Ленточные электронные пучки находят применение, как для обработки поверхностей, так и для генерации плазмы при ионизации газа. Практически безальтернативным способом формирования таких пучков при повышенных давлениях газа является применение плазменного электронного источника на основе разряда с протяженным полым катодом [1]. При этом, однако, возникает проблема достижения достаточно высокой (более $0,1 \text{ А/см}^2$) плотности тока в пучке, поскольку именно этот параметр ответствен в первую очередь как за режимы обработки поверхностей, так и за свойства генерируемой плазмы.

Цель настоящей работы состояла в исследовании возможности повышения плотности эмиссионного тока в источнике ленточного электронного пучка за счет изменения электродной конфигурации, а именно, уменьшения ширины щелевидной апертуры полого катода и эмиссионной щели в аноде.

Эксперимент проводился на установке, схема которой приведена на рис. 1. Источник включал в себя прямоугольный полый катод 1, плоский анод 2, изоляторы 3, 4 служащие одновременно для крепления и фиксации электродов. Высоту полости h в катоде можно было регулировать размещением вкладыша 5. Изменение размеров апертуры катодной полости осуществлялось использованием вставок 6 с различной шириной щели, таким же способом изменялся размер щели в аноде. Измерение параметров плазмы производилось одиночным зондом 7, вводимым в катодную полость и перемещаемым вдоль нее. Измерение распределение плотности тока в пучке производилось перемещаемым коллектором 8.

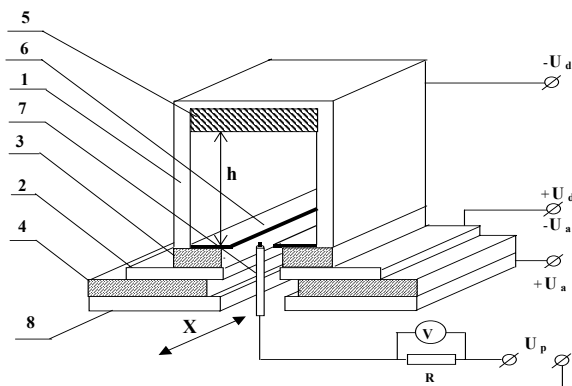


Рис. 1. Схема электронной пушки

Измерения показали, что обеспечить повышение плотности эмиссионного тока можно одновременным сужением катодной и анодной щелей (рис. 2). При этом уменьшение выходной апертуры в анодной пластине приводит к повышению неоднородности в распределении плотности эмиссионного тока (рис. 3). Сужение катодной щели до значений 9 мм и менее в ленточном пучке приводит к возникновению локальных областей повышенной плотности тока. С помощью зондовых измерений было установлено, что непосредственной причиной указанного явления оказалось нарушение однородного распределения плазмы

мы в катодной полости и появление одного (как правило) или нескольких локальных максимумов плотности плазмы. Локальный максимум оказывается наиболее ярко выраженным при малых разрядных токах.

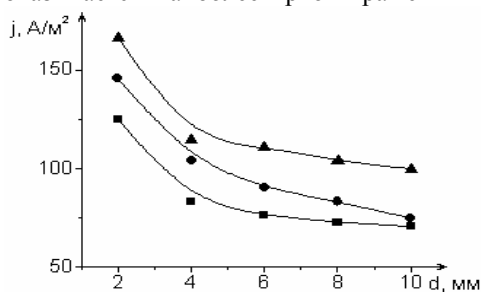


Рис. 2. Зависимость плотности эмиссионного тока от ширины щели в аноде для различных токов разряда I_p (1 – 600 мА, 2,3 – 400 мА) и ускоряющих напряжений U_a (1 – 4 кВ, 2 – 6 кВ, 3 – 4 кВ)

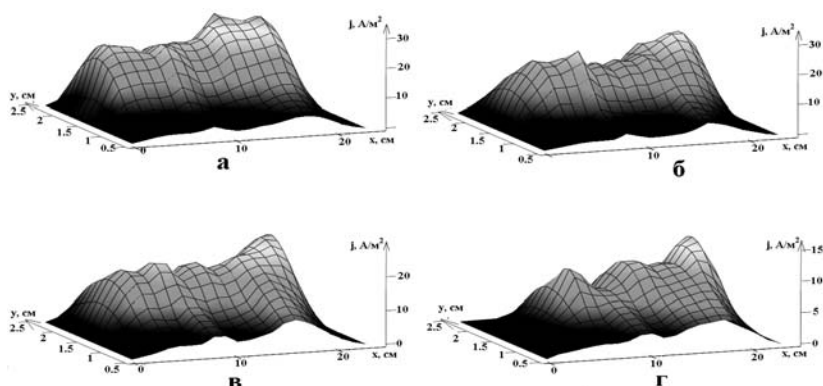


Рис. 3. Распределение плотности тока по сечению пучка при изменении ширины щели в аноде d (а – 10 мм, б – 6 мм, в – 4 мм, г – 2 мм)

Увеличение разрядного тока приводит к возрастанию концентрации за пределами области повышенной концентрации плазмы (ОПК) и при некоторых значениях разрядного тока ОПК становится практически незаметным. С уменьшением площади стенок катодной полости, достигаемым перемещением вкладыша (рис. 1), значение порогового тока при котором исчезает локальная неоднородность, уменьшается. Так как определяющим фактором для появления ОПК оказывается ширина щели, то это позволяет предположить механизм, основанный на представлении о самопроизвольном «стягивании» разряда в локальную область. При малых разрядных токах и, следовательно, низких концентрациях плазмы щель в апертуре катодной полости оказывается перекрытой ионными слоями. Случайное уменьшению толщины ион-

ных слоев, за счет изменения потенциала или концентрации плазмы, вызывает рост электронного тока в этой области, и как следствие, повышение концентрации плазмы. Что означает дальнейшее утоньшение ионных слоев. Процесс завершается образованием локальной области, обеспечивающей прохождение практически всего электронного тока. Уменьшение же площади стенок полости означает возрастание концентрации плазмы, что и проявляется в снижении порогового тока.

Таким образом, проведенные эксперименты показали, что при одновременном сужении щелей в катode и аноде плотность эмиссионного тока растет. При этом, однако, нарушается однородность в распределении плотности тока. Кроме того, при достижении ширины щели в катode меньше некоторого порогового значения, в распределении плотности эмиссионного тока появляются локальные максимумы, параметры которых зависят от величины разрядного тока.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бурдовичин В.А., Окс Е.М., Федоров М.В. Параметры «плазменного листа», генерируемого ленточным электронным пучком в форвакуумной области давлений. Изв. ВУЗов Физика. 2004. № 3. с. 74–77.
2. А.С. Климов. О неоднородности распределения плотности плазмы в протяженном полом катode. Доклады Международной научно-практической конференции «Электронные средства и системы управления». Томск. В двух частях. Ч. 2. с. 34–36.

ФОКУСИРОВКА ПУЧКА В ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОЙ СИСТЕМЕ С ПЛАЗМЕННЫМ ЭМИТТЕРОМ

С.Ю. Корнилов, студент 5 курса ФЭТ; П.А. Лакида, аспирант
ТУСУР, г. Томск, т.89039538320, kornilov@ms.tusur.ru

В работе рассмотрены особенности фокусировки электронных пучков в системе с плазменным эмиттером. Выполнен анализ факторов, влияющих на параметры фокусируемого пучка. Предложен алгоритм оптимизации фокусирующей системы.

Объектом исследования является электронно-лучевая система с плазменным эмиттером на основе низковольтного отражательного разряда с полым катодом [1]. Источником электронов в этой системе выступает поверхность плазмы газового разряда. Фокусировка пучка в системе с плазменным эмиттером отличается от фокусировки в традиционных термокатодных системах. Это отличие связано с тем, что плазменная граница подвижна и может изменять свое положение и

форму при регулировании режима работы системы. Изменение положения границы плазмы, в свою очередь, вызывает перемещение фокальной плоскости и угла сходимости пучка. При анализе фокусирующей системы необходимо учитывать эту особенность плазменных эмиттеров и стремиться свести к минимуму влияние подвижности границы плазмы. Кроме того, любая фокусирующая система неизбежно увеличивает диаметр пучка из-за возникновения сферической аберрации [2, 3].

Целью работы является анализ факторов влияющих на изменение параметров фокусируемого пучка электронов и выбор параметров фокусирующей системы, обеспечивающих минимальность диаметра пучка и наибольшую стабильность угла сходимости и положения фокальной плоскости.

Анализ влияния положения эмитирующей поверхности на фокусировку пучка. В параксиальном приближении, магнитную фокусирующую линзу можно анализировать, используя законы геометрической оптики [3]. На рис. 1 показан ход лучей для двух различных положений эмитирующей поверхности.

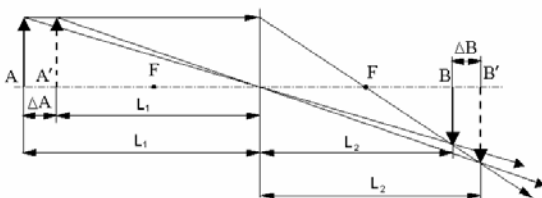


Рис. 1. Перемещение изображения при перемещении положения объекта:

A, A' – плоскость предмета (кроссовера или плазменной поверхности); B, B' – плоскость изображения; F – фокус; L_1 – расстояние от предмета до линзы; L_2 – расстояние от линзы до фокальной плоскости; ΔA – интервал изменения положения предмета; ΔB – интервал изменения положения изображения

Можно ввести параметр K_y , показывающий насколько линза увеличивает или уменьшает перемещение изображения при изменении положения предмета:

$$K_y = \frac{\Delta B}{\Delta A} = \frac{L_2^2}{L_1^2 + \Delta A(L_1 + L_2)}.$$

На рис. 2 представлены зависимости увеличения линзы Γ и коэффициента K_y от режима фокусировки (расстояний L_1 и L_2).

Для обеспечения минимальности диаметра пучка и стабильности положения фокальной плоскости, необходимо чтобы коэффициенты Γ и K_y были меньше единицы.

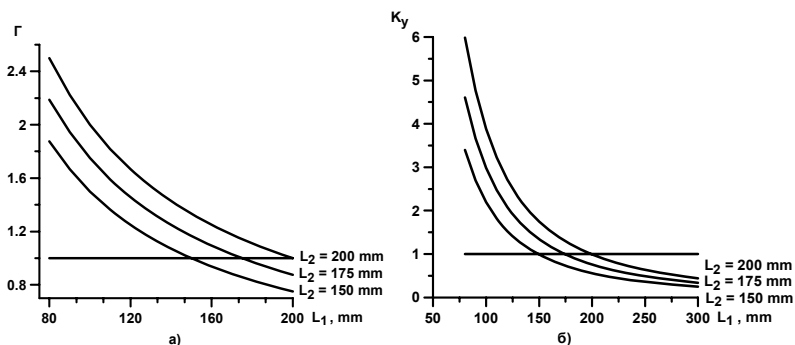


Рис. 2. а) $\Gamma = f(L_1, L_2)$, б) $K_y = f(\Delta A, L_1, L_2)$

Влияние aberrации. Анализ сферической aberrации показал, что минимально возможный диаметр пучка зависит от апертуры линзы D и длины немагнитного зазора S . Для фокусировки пучка в области немагнитного зазора необходимо магнитное поле с напряженностью $B_m \sim \frac{NI}{L}$, где $L = \sqrt{S^2 + 0,45 \cdot D^2}$. При уменьшении параметра L

растет влияние сферической aberrации на диаметр пучка. При увеличении числа ампер-витков растут габариты фокусирующей линзы, и происходит намагничивание ее экрана, искажающее траектории электронов. Необходимо найти оптимальное соотношение параметров D и S , позволяющее обеспечить приемлемое качество фокусировки при заданном количестве ампер-витков.

На рисунке 3 представлена зависимость $L(S, D)$. Исходя из требований к минимальности сферических aberrаций, можно выбрать максимально допустимое значение L . Зная $L_{\max}$, мы отсекаем область на графике $L = f(S, D)$, из которой можно выбирать значения S и D .

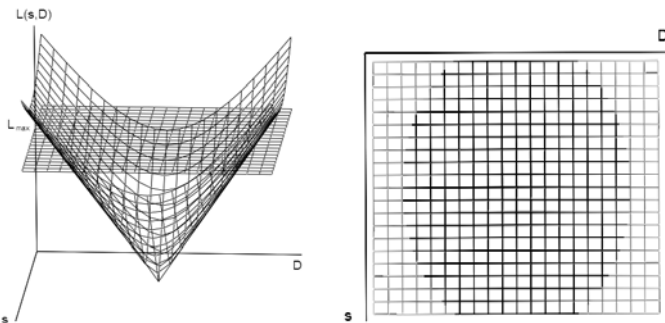


Рис. 3. Зависимость $L = f(S, D)$ (слева) и соответствующая ей область значений S и D , удовлетворяющих условиям оптимизации

Выводы

Выполненный анализ позволил, определить качественное и количественное влияние конструктивных параметров фокусирующей системы на характеристики пучка. Показаны пути снижения влияния подвижности эмитирующей поверхности плазмы на стабильность положения плоскости фокусировки. Определена область значений апертуры линзы и длины немагнитного зазора, обеспечивающих минимальный диаметр пучка.

ЛИТЕРАТУРА

1. Крейндель Ю.Е. Плазменные источники электронов. М.: Атомиздат, 1977. 143 с.
2. Молоковский С.И., Сушков А.Д. Интенсивные электронные и ионные пучки. М.: Энергоатомиздат, 1991. 272 с.
3. Бонитедт Б.Э., Маркович М.Г. Фокусировка и отклонение пучков в электронно-лучевых приборах. М.: СовРадио, 1967. 272 с.

РАДИАЦИОННЫЕ СВОЙСТВА ЭПИТАКСИАЛЬНЫХ АРСЕНИДОГАЛЛИЕВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ХОЛЛА

*С.А. Орлова, студент 5 курса ФЭТ; Г.Ф. Карлова, к.ф. -м.н., доцент
ТУСУР, г. Томск, т. 48-82-48, E-mail: sneg@mail.tomsknet.ru*

Интерес разработчиков аппаратуры к чувствительным и стабильным датчикам магнитного поля обусловлен как широким развитием автоматизации и микроэлектроники, поскольку датчики являются первичным звеном в восприятии информации от объекта измерений, так и необходимостью измерения самой величины индукции магнитного поля. Использование преобразователей (датчиков) магнитной индукции на основе эффекта Холла в условиях действия различных радиационных факторов требует знания их радиационной стойкости. Целью данной работы является исследование влияния облучения гамма-квантами Co^{60} на электрофизические характеристики преобразователей, разработанных в НИИПП.

Изготавливаемые серийно отечественные и зарубежные арсенидогаллиевые датчики магнитной индукции на основе эффекта Холла работают при величине управляющего тока не менее 5 мА, что увеличивает остаточные напряжения и ухудшает их шумовые свойства. В НИИПП разработан датчик магнитной индукции (B) с удельной чувствительностью (γ) выше 150 В/А·Тл с низким управляющим током. Выходное напряжение датчика изменяется с толщиной активного слоя

d согласно [1] $U_{\text{вых}} = (BR_x \cdot P_{\text{max}} b/ad)^{1/2}$, где R_x – постоянная Холла, μ – подвижность носителей заряда, P_{max} – максимальная рассеивающая мощность в образце, b и a – ширина и длина образца соответственно. Тогда основным условием реализации высокочувствительных датчиков магнитного поля является изготовление тонких активных слоев с высокими значениями R_x и μ .

В работе исследовались структуры $n_i-n^- - n - n^+$, сформированные хлоридным методом газофазной эпитаксии на полуизолирующей подложке (n_i). Толщина высокоомного буферного слоя (n^-) составляла 3 мкм. Концентрация носителей заряда в n – слое изменялась от $5 \cdot 10^{16} \text{ см}^{-3}$ до $2 \cdot 10^{17} \text{ см}^{-3}$. Концентрация n^+ -слоя составляла $7 \cdot 10^{17} - 1 \cdot 10^{18} \text{ см}^{-3}$.

Кристаллы датчиков с планарной конструкцией активной области изготавливались по традиционной технологии полевых транзисторов на основе арсенида галлия. Омические контакты формировались путем напыления сплава (Au-Ge)+Ni с последующим вжиганием. Изоляция активных областей эпитаксиальных структур осуществлялась методами меза-травления. Для разделения пластин на отдельные кристаллы использовали лазерное скрайбирование. Кристаллы размещались на керамическом металлизированном основании и после разварки выводов заливались компаундом.

Конфигурация используемых датчиков позволяла проводить прямые измерения, как концентрации электронов, так и их подвижности методом Ван-дер-Пау. Кроме того, для всех датчиков измерялись статические вольт-амперные характеристики (ВАХ) при различной плотности напряжения питания.

Все статические ВАХ датчиков были линейны лишь до некоторого порогового напряжения питания, выше которого зависимость тока от напряжения имела вид $I = (U)^n$, где $n < 1$. На ВАХ условно можно выделить несколько характерных областей: I – линейную; II – сублинейную; III – область насыщения тока. Наблюдаемая на ВАХ нелинейность и участок насыщения могут быть обусловлены влиянием эффекта обратного управления по подложке [2], а также тепловым разогревом в активном слое датчика при высоких плотностях тока.

Измерение комплекса параметров датчиков до и после облучения позволяет исследовать их деградацию в результате радиационного воздействия и установить критерии, которые определяют стойкость датчиков к радиационному воздействию.

В результате исследования радиационной стойкости датчиков получены следующие результаты. При облучении дозой $4,5 \cdot 10^5$ рад (область малых доз) на большей части всех исследованных датчиков не

обнаружено заметного изменения параметров, в то время как на некоторых образцах изменения существенны. С увеличением дозы от $4,5 \cdot 10^5$ (в нашем эксперименте) до $6 \cdot 10^6$ рад никаких изменений электрофизических параметров материала, используемого в приборах, и статических ВАХ датчиков не наблюдалось. Дальнейшее облучение датчиков приводит к деградации их параметров.

Рассмотрим более подробно изменения, которые наблюдались в области малых доз облучения. Существенные изменения произошли в статических ВАХ: примерно на 15% всех исследованных датчиков: обнаруживается увеличение тока на 30–40 % и далее ВАХ не изменялась вплоть до $6 \cdot 10^6$ рад. Обнаруживаемые изменения в концентрации электронов и их подвижности в обоих случаях укладываются в пределы ошибки.

В [3] наблюдалось увеличение подвижности электронов (порядка 50%) в результате перестройки дефектов при радиационном воздействии, но в наших экспериментах подвижность не изменялась. Можно предположить, что изменение ВАХ датчиков в результате облучения дозой $4,5 \cdot 10^5$ рад обусловлено формированием каналов проводимости вблизи границы раздела активный слой-подложка, которые при радиационной обработке могут быть следствием перестройки дефектной структуры вблизи границы активный слой-подложка. Кроме того, вклад в изменения ВАХ после воздействия малых доз облучения может дать изменение контактного сопротивления образцов. Технология нанесения электродного материала и дальнейший отжиг формируют электродный слой неоднородным по поверхности пластины, что приводит к хаотическому распределению Ge и Ni по площади. Возможно, эффект малых доз приводит к ускоренной диффузии этих элементов, вследствие чего и изменяется сопротивление контакта. В [3] предложен механизм ускоренной диффузии за счет атомов водорода, всегда присутствующих в полупроводниковых образцах. К сожалению, имеющаяся техника не позволяет оценить это предположение.

Кроме того, увеличение сопротивления контакта может быть вызвано увеличением неоднородности p-слоя из-за проникновения в него дефектов извне вследствие радиационной обработки. Ими могут быть дислокации, возникающие вследствие термоупругих напряжений в кристалле.

Дальнейшее облучение датчиков приводит к деградации их параметров, которая полностью описывается деградацией электрофизических параметров исходного арсенида галлия при облучении гамма-квантами, что подтверждается прямыми измерениями концентрации электронов и их подвижности.

На основании проведенных исследований сделан вывод о стабилизирующем действии гамма-облучения в области малых доз и радиационная стойкость преобразователей Холла.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мирзабаев М.М., Потаенко К.Д. и др. Эпитаксиальные датчики Холла и их применение – Ташкент, Фан, 1986.
2. Карлова Г.Ф., Умбрас Л.П., Ханин А.В. Труды международной конференции АПЭП, Новосибирск, 1998, т. 3, с. 108.
3. Мамонтов А.П., Чернов И.П. Эффект малых доз ионизирующего облучения. М.: Энергоатомиздат, 2001. 286.

ТЕРМОВАКУУМНЫЙ ИСТОЧНИК ПАРОВ НЕМЕТАЛЛИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ

А.С. Шебалин, студент 3 курса каф. ЭП;

А.С. Сурицев, А.Б. Начигин, студенты 3 курса;

Л.Н. Орликов, д.т.н., проф. каф. ЭП

ТУСУР, Г. Томск, E-mail: ng@mima.tusur.ru

В работе рассматривается возможность получения термовакuumных пленок с высоким КПД испарения

Суть проблемы. В настоящее время наиболее воспроизводимые пленки для микроэлектроники получают методом термического испарения материалов в вакууме. При этом КПД, равный отношению площади пленки к площади поверхности разлета паров очень низок и составляет 0,1%, что наталкивается на экономические ограничения.

Пути решения проблемы. В предельном случае в приближении модели механического взаимодействия частиц часть частиц может отразиться от потока заряженных частиц как от «горячей сковородки»[1].

Метод решения. В первом приближении поток пара имеет тепловые скорости. Частица в электрическом поле может приобрести скорость выше тепловой. Кинетическая энергия молекул описывается уравнением

$$E = 3/2 \ kT = mv^2/2.$$

С другой стороны, энергия, приобретенная частицей в электрическом поле, выражается соотношением:

$$E = mv^2/2 = eU$$

В зависимости от соотношения энергий частиц плазмы возможно изменение траекторий частиц пара.

Экспериментальные исследования. На рис. 1 представлен молекулярный источник, в котором достигается КПД испарения около 50%. Источник работает следующим образом. Первоначально в объеме источника реализуется давление 0,5–1 Па. Затем система промывается инертным газом (гелием). На катод подается высокое напряжение (~5–10 кВ). Анодом служит корпус камеры. В системе возникает высоковольтный тлеющий разряд. Ионы из плазмы разряда бомбардируют катод, из которого выбивают электроны. Электронный пучок током 5–10 мА генерируется в виде цилиндра, окружающего тигель. Затем на внутренний анод (формирователь пучка) 4 подается напряжение положительной полярности (~100 В).

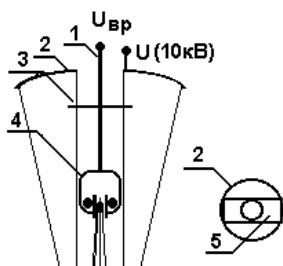


Рис. 1 Схема молекулярного источника для напыления дорогих материалов:

- 1 – держатель тигля; 2 – катод;
3 – формирователь пучка; 4 – тигель;
5 – пластина на катоде

Электронный поток устремляется на тигель и нагревает его. Степень нагрева может меняться с помощью поворота тигля под пластину на катоде 5, которая выполнена из материала с малым коэффициентом ионно-электронной эмиссии. Поворотом держателя тигля заслонка открывается. Пар начинает конденсироваться на подложку в виде пленки. Число молекул, имеющих радиальные скорости, после многократных отражений от электронного потока, также попадают на подложку. Эффект экранирования пара пучком объясняется тем, что скорость молекул пара – тепловая, а скорость частиц плазмы пучка выше тепловой и пропорциональна энергии пучка. С ростом энергии пучка эффект экранирования усиливается, достигая 100 % на срезе тигля при $U > 10$ кВ. При испарении более тугоплавких материалов экранирование уменьшается.

Полученные результаты. КПД, оцененный по весовым измерениям, составил 50%. Источник представляет интерес для напыления драгоценных материалов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пустовит А.Н. Неупругие столкновения атомных частиц средних энергий. Качественная модель потерь энергии при столкновении // Труды 17 межд. конф. «Взаимодействие ионов с поверхностью ВИП, 2005». Звенигород, Россия. 2005. с. 562–563.

СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЕ ПРИ ГОРЕНИИ ЖЕЛЕЗОАЛЮМИНИЕВОГО ТЕРМИТА В УСЛОВИЯХ НИЗКОГО ВАКУУМА

А.А. Трунов, аспирант; Р.М. Габбасов, аспирант каф. КИПР

ТУСУР, г. Томск, т. (903) 913-92-74, white_loky@mail.ru

Целью данной работы является определение зависимости спектра мощности СВЧ-излучения при горении железоалюминиевого термита от давления среды (воздуха), окружающей химически реагирующую систему.

Химическая реакция при стехиометрическом составе компонентов протекает по схеме: $\text{Fe}_2\text{O}_3 + 2\text{Al} = 2\text{Fe} + \text{Al}_2\text{O}_3$. Для проведения экспериментов готовили порошковые смеси алюминия АСД-4 и оксида железа Fe_2O_3 марки ХЧ, из которых формировались образцы в виде конуса насыпной плотности. Горение инициировалось при помощи нагревой электрическим током проволочной спирали из вольфрама.

Радиочастотное излучение СВЧ-диапазона регистрировали при помощи установки, описанной в [1,2]. Горение протекало в рабочем объеме вакуумного поста.

Результаты измерений приведены на рис. 1, 2.

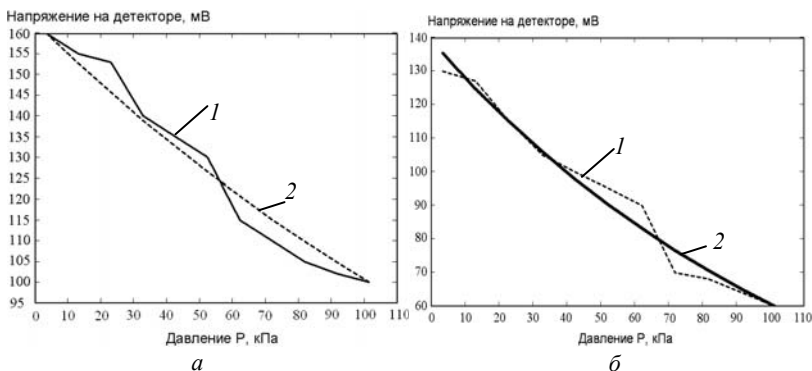


Рис. 1. Зависимости мощности излучения от давления при массе исходной шихты 2 грамма для диапазонов частот: 1 – исходные зависимости; 2 – аппроксимирующие зависимости;
а) 3,4-4,2 ГГц; б) 10,7-12,7 ГГц

На рис. 1 видно, что при понижении давления происходит увеличение мощности излучения в 1,4–1,6 раза при понижении давления приблизительно на 98 кПа на обоих диапазонах частот.

На рис. 2 видно, что графики зависимостей для различных давлений попарно получаются друг из друга при параллельном переносе

вдоль оси ординат. Таким образом, при данных условиях протекания химической реакции также наблюдается насыщение уровня мощности излучения, как и в работах [1, 2].

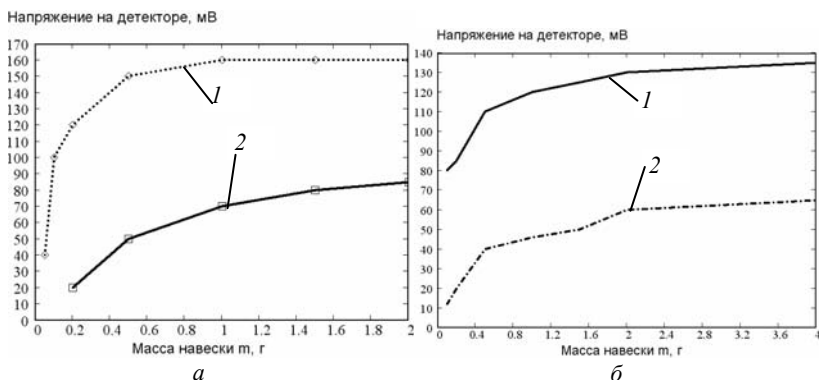


Рис. 2. Зависимости мощности излучения от массы исходной шихты для диапазонов частот: 1 – давление $P = 3$ кПа; 2 – давление $P = 101$ кПа
а) 3,4–4,2 ГГц; б) 10,7–12,7 ГГц

При протекании реакции зарегистрировано относительно сильное выделение газов при начальных давлениях, близких к атмосферному. При этом увеличение давления составляет $\Delta p = +0,1$ кгс/см². И относительно слабое – при малых начальных давлениях (единицы кПа). Зарегистрировать данное увеличение давления не удалось. Стоит также заметить, что при достаточно низком давлении (порядка 0,1 кПа) химическая реакция не протекает.

Возможная зависимость изменения уровня мощности – изменение в кинетике химической реакции, поскольку, по данным рентгеноструктурного анализа изменяется фазовый состав продуктов реакции при изменении давления, при котором протекает горение.

Вывод: изменение давления среды не влияет на форму зависимости мощности излучения от массы исходной шихты. При этом при понижении давления происходит увеличение уровня излучаемой горячей системой СВЧ-мощности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Корогодов В.С. и др. Сверхвысокочастотное излучение при горении железозалюминиевого термита. Физика горения и взрыва. Т. 41, № 4, 2005.
2. Трунов А.А., Габбасов Р.М. СВЧ-излучение плазмой волны горения системы $\text{Fe}_2\text{O}_3 + \text{Al}$. Научная сессия ТУСУР-2005.

ВОЛЬТ-АМПЕРНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ТУННЕЛЬНОГО КОНТАКТА МЕТАЛЛ-ПОЛУПРОВОДНИК С БАРЬЕРОМ ШОТТКИ

С.Е. Зайцев, аспирант каф. Физики полупроводников ФФ;

В. Г. Божков, д.т.н., профессор

ТГУ, г. Томск, т. 55-66-95, zse@sibmail.com

Вольт-амперная характеристика (ВАХ) туннельного контакта металл-полупроводник (КМП) с барьером Шоттки (БШ) была предметом детального анализа в целом ряде работ. Однако представлена она в интегральном виде, и даже приближенное аналитическое выражение слишком сложно для практического использования. Цель настоящей работы – показать, что ВАХ туннельного контакта может быть представлена в простом, характерном для нетуннельных контактов виде:

$$I = AR^*T^2 \exp\left(-\frac{q\phi_{bn}}{nkT}\right) \exp\left(\frac{qV}{nkT}\right), \quad (1)$$

где $\phi_{bn} = n\phi_{bm}$, а n и ϕ_{bm} – измеряемые из ВАХ показатель идеальности и высота барьера, которые выражаются через физические параметры контакта. Предлагаемый нами подход основан на представлении о нелинейной зависимости высоты барьера (в данном случае – эффективной) в КМП от поданного смещения V , развитый для нетуннельных контактов [1] и использованный здесь для туннельного контакта.

Прямую ВАХ туннельного КМП можно представить в виде [2]:

$$I = \frac{AR^*T}{k} \exp\left(-\frac{q\phi_s}{kT}\right) \int_0^\infty T_t(E) \exp\left(-\frac{E}{kT}\right) dE. \quad (2)$$

Здесь A – площадь контакта, R^* – эффективная константа Ричардсона, k – постоянная Больцмана, q – заряд электрона, T – температура, $q\phi_s$ – интервал энергий между дном зоны проводимости и уровнем Ферми в объеме полупроводника n -типа, ϵ_s – его диэлектрическая проницаемость, T_t – коэффициент прозрачности барьера в ВКБ-приближении:

$$T_t(E) = \exp\left(-\frac{4\pi}{h} \int_{x_1}^W \left\{ 2m^* [qV(x) - E] \right\}^{1/2} dx \right), \quad (3)$$

где h – постоянная Планка, m^* – эффективная масса электрона,

$$qV(x) = \frac{q^2 N_D}{2\epsilon_s} x^2 - \frac{q^2}{16\pi\epsilon_s (W-x)} \quad (4)$$

– потенциальная энергия барьера, отсчитываемая от дна зоны проводимости в объеме полупроводника в точке x при учете эффекта сил

зеркального изображения, N_D – концентрация донорной примеси в полупроводнике, W – ширина барьера. Начало отсчета координаты ($x = 0$) выбрано на границе барьера с квазинейтральной областью полупроводника. Пределы интегрирования соответствуют границам барьера для электрона с энергией E : $x = x_1$ и $x = W$.

Как видно из рис. 1 ВАХ отражают обычный эффект туннелирования: значительное увеличение тока в сравнении с надбарьерным (кривые 2, 3), тем большее чем ниже смещение, температура и, естественно, чем выше концентрация примеси. Для удобства представления ВАХ последовательно с барьером включено сопротивление $R_s = 1$ Ом.

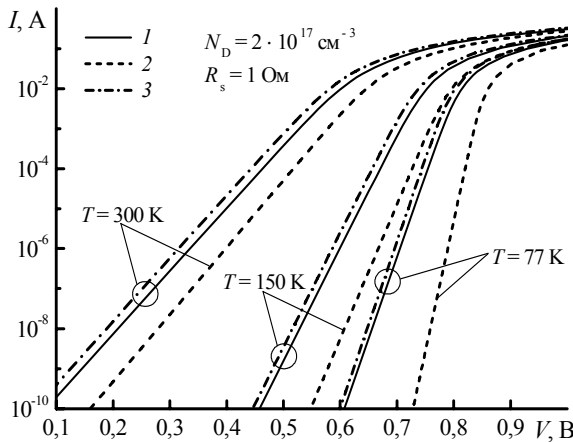


Рис. 1. Расчетные ВАХ туннельных контактов металл- n -GaAs [3] с концентрацией примеси в GaAs $2 \times 10^{17} \text{ см}^{-3}$ для трех температур (300, 150 и 77 K): 1 – без учета эффекта сил зеркального изображения; 2 – при учете только надбарьерного тока, 3 – с учетом эффекта сил зеркального изображения

Однако более информативными характеристиками контакта являются температурные зависимости $n(T)$, $\phi_{bm}(T)$ и эффективной высоты барьера туннельного контакта $\phi_b(T)$. Для их нахождения воспользуемся связью эффективной высоты барьера $\phi_b(V)$ с показателем идеальности n и измеремой высотой барьера ϕ_{bm} [1]:

$$\phi_b(I) \equiv \phi_{bI} = n(I)\phi_{bm}(I) - (n(I) - 1)kT/q \ln(AR^*T^2/I). \quad (5)$$

Из (5) можно определить ϕ_b и ее зависимости от тока и температуры. Значения n и ϕ_{bm} определяются с помощью численного дифференцирования рассчитанной ВАХ (2) в каждой точке (I, V) [1]:

$$n(V) = \frac{q}{kT} \frac{dV}{d \ln I}, \quad \varphi_{bm} = \frac{kT}{q} \ln \left(\frac{AR^*T^2}{I_s} \right), \quad I_s = I \exp \left(-\frac{qV}{nkT} \right), \quad (6)$$

где I_s – ток насыщения. Для сравнения расчетных и экспериментальных данных необходимо при измерениях $n(T)$ и $\varphi_{bm}(T)$ соблюдать условие постоянства тока [1]. Отметим, что реальная высота барьера туннельного контакта равна $\varphi_{bi} = \varphi_b^0 - \Delta\varphi_{bi}$, где φ_b^0 – его физическая высота (принятая равной 0,9 В), $\Delta\varphi_{bi}$ – понижение высоты барьера за счет эффекта сил изображения [3].

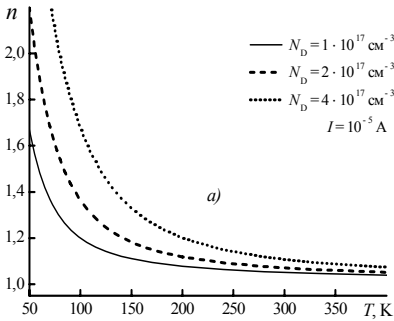


Рис. 2. Температурные зависимости показателя идеальности ВАХ туннельного контакта с учетом эффекта сил зеркального изображения (расчет согласно (6) и (2)), для различных концентраций примеси ($1 \times 10^{17} \text{ см}^{-3}$, $2 \times 10^{17} \text{ см}^{-3}$, $4 \times 10^{17} \text{ см}^{-3}$) при токе $I = 10^{-5} \text{ А}$

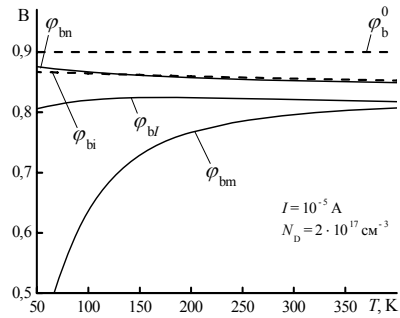


Рис. 3. Температурные зависимости различных высот барьеров туннельного контакта (эффективной φ_{bf} , измеряемой φ_{bm} , величины $\varphi_{bn} \equiv n\varphi_{bm}$) с учетом эффекта сил зеркального изображения с концентрацией примеси $N_D = 2 \times 10^{17} \text{ см}^{-3}$ при токе $I = 10^{-5} \text{ А}$

Поведение зависимостей $n(T)$, рис. 2 и $\varphi_{bm}(T)$, рис. 3, полностью укладываются в представление о «низкотемпературной аномалии» ВАХ, характерной для обычных контактов: рост n и уменьшение φ_{bm} с понижением температуры. Это значит, что справедливо и представление ВАХ туннельного контакта в форме (1) [1]. Но особенно важно то, что величина $\varphi_{bn} \equiv n\varphi_{bm}$ практически совпадает с реальной высотой барьера $\varphi_{bi} = \varphi_b^0 - \Delta\varphi_{bi}$ (рис. 3). На самом деле, в данном случае нет речи об аномальном поведении зависимостей $n(T)$ и $\varphi_{bm}(T)$. Уменьшение φ_{bm} с понижением температуры, рис. 3, связано с понижением при этом энергии, соответствующей максимуму туннельного потока элек-

тронов через барьер [2], а изменение показателя идеальности, рис. 2, обусловлено замедлением роста тока $I(V)$ с понижением температуры в результате перехода от термоэлектронного к туннельному механизму токопрохождения (рис. 1).

ЛИТЕРАТУРА

1. Божков В.Г. // Изв. вузов. Радиофизика. 2002. Т.45. №5. С. 416.
2. Crowell C. R., Rideout V. L. // Solid-St. Electron. 1969. V. 12. P. 89.
3. Божков В.Г., Зайцев С.Е. // Изв. вузов. Физика. 2006. № 3. С. 18.

ПОВЫШЕНИЕ ТОКОВОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПЛАЗМЕННОГО ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОНОВ

И.С. Жирков, аспирант каф. Физики

ТУСУР, г. Томск, т.41-33-69, zhirkov@ms.tusur.ru

Введение

Основные отличия электронных источников с плазменным катодом от аналогичных источников с накаливаемым катодом определяются свойствами самого плазменного катода[1]. Это указывает на важность изучения поведения плазмы в подобных устройствах. Наиболее широко распространенным способом изучения поведения плазмы является измерение ее параметров с помощью различных зондов. В то же время такой информативный способ как визуальное наблюдение и фотографирование не получил широкого распространения, что обусловлено главным образом трудностями изготовления прозрачных изоляторов. Цель настоящей работы состояла в определении способов повышения токовой эффективности, т.е. отношения эмиссионного тока к току разряда. Для этого проводилось визуальное наблюдение поведения плазмы в разрядном промежутке электронного источника в зависимости от аксиального магнитного поля и конструктивных параметров разрядной системы с одновременным сопоставлением результатов наблюдений с электрическими измерениями.

Методика эксперимента

Изучение поведения плазмы осуществлялось в электронном источнике специальной конструкции [2] (рис. 1).

Образование плазмы происходило в промежутке полый катод 1 – анод 2, причем анод содержал эмиссионное отверстие 3, через которое электроны могли проникать в ускоряющий промежуток, образованный анодом 2 и экстрактором 4. Изолятор разрядного промежутка был изготовлен из стекла, что позволило производить визуальные наблюдения и фотографирование. Давление в интервале 1–10 Па регистрирова-

лось прибором Пирани AGPX–M–NW16AL. Аксиальное магнитное поле создавалось короткой катушкой 5, надеваемой на электронный источник. Электрическое питание осуществлялось от двух выпрямителей 6 и 7. Электронный пучок улавливался и регистрировался цилиндром Фарадея и соответствующим измерительным прибором, включенным в его цепь.

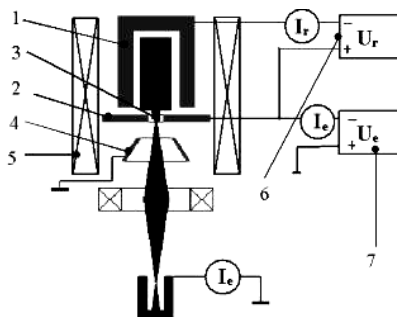


Рис. 1. Плазменный источник электронов

Результаты эксперимента и их обсуждение

В настоящей работе были проведены измерения, показавшие увеличение эмиссионного тока как с уменьшением диаметра апертуры катодной полости и расстояния катод – анод, так и с увеличением индукции аксиального магнитного поля (рис. 2 и 3). Проведенное параллельно фотографирование (рис. 4) позволило прийти к выводу, что отмеченный результат является следствием сжатия плазмы в приосевую область, что предотвращает потери электронного тока на анод.

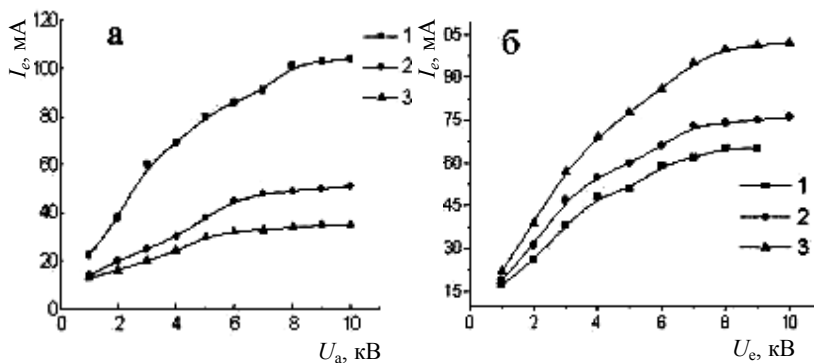


Рис. 2. Вольт амперная характеристика источника ($I_r = 700$ мА, Давление = $= 3,3$ Па). *a* – различные диаметры катодной вставки (1 – 8 мм, 2 – 10 мм, 3 – 20 мм.), расстояние катод – анод 0,5 мм, диаметр эмиссионного отверстия 1,2 мм; *б* – различные расстояния катод – анод (1 – 0,5 мм, 2 – 1 мм, 3 – 3 мм), диаметр катодной вставки 8 мм, диаметр эмиссионного отверстия 1,2 мм

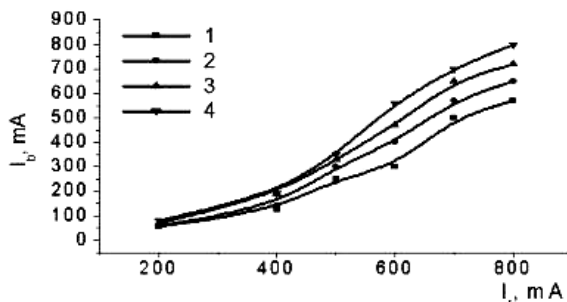


Рис. 3. Зависимость тока изолированного коллектора от тока разряда при различных значениях индукции аксиального магнитного поля в области электронной пушки: 1 – 0, 2 – 3, 3 – 7, 4 – 15 мТ соответственно. Давление – 3,3 Па. Ускоряющее напряжение – 2 кВ. Диаметр эмиссионного отверстия 10 мм, перекрыто сеткой, прозрачность 70%.

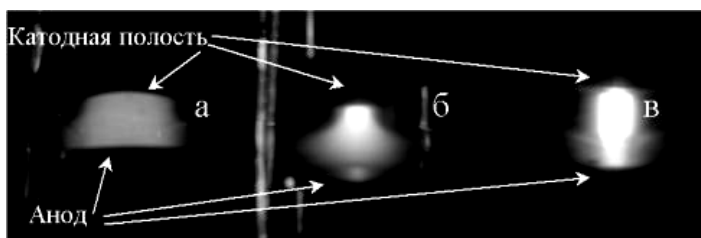


Рис. 4. Разрядный промежуток

Закключение

Таким образом, результаты проделанной работы, указывают на существование как минимум двух способов повышения токовой эффективности плазменного источника электронов. Оба способа основаны на уменьшении потерь электронного тока на анод, путем уменьшения рабочей площади анода, т.е. сжатия плазмы к эмиссионному отверстию. Причем, при магнитном сжатии плазмы (рис. 4, в) расстояние катод – анод оказывает меньшее влияние на концентрацию плазмы вблизи эмиссионного отверстия, чем при сжатии уменьшением диаметра апертуры катодной полости (рис. 4, а, 4, б).

ЛИТЕРАТУРА

1. Бурачевский Ю.А., Бурдовицин В.А., Окс Е.М. и др. Известия ВУЗов Физика, 2001, в. 9, с. 85-89.
2. Жирков И.С. Электронная пушка с высокой плотностью тока пучка для форвакуумного диапазона давлений. Сборник научных трудов Научная сессия ТУСУР – 2004, ч. 2, с. 76–78.

СОДЕРЖАНИЕ

Информационное сообщение.....	3
-------------------------------	---

СЕКЦИЯ 1

РАДИОТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ И РАСПРОСТРАНЕНИЕ РАДИОВОЛН

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

<i>Андронов Е.В., Глазов Г.Н.</i> ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ БОРТОВЫХ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ .9	
<i>Андронов Е.В., Глазов Г.Н.</i> КЛАССИФИКАЦИЯ СИНТЕЗАТОРОВ ЧАСТОТ	12
<i>Атутов Е.Б., Ломухин Ю.Л.</i> ПОГОННОЕ ОСЛАБЛЕНИЕ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН УКВ-ДИАПАЗОНА В ЛЕСНОЙ СРЕДЕ.....	15
<i>Демидов Н.И.</i> ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИНТЕРВАЛА КОРРЕЛЯЦИИ ВРЕМЕННЫХ ПРОФИЛЕЙ ИНДЕКСА ПРЕЛОМЛЕНИЯ ПО ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫМ РЕЗУЛЬТАТАМ..	18
<i>Горевой А.В., Тунгусов А.А.</i> СИНТЕЗАТОР ЧАСТОТ ДИАПАЗОНА 910–940 МГц.....	20
<i>Громов М.Ю.</i> АВТОМАТИЧЕСКАЯ КАЛИБРОВКА МИКРОВОЛНОВОГО РАДИОМЕТРА...22	
<i>Корниенко В.Г., Лебедев В.Ю.</i> КОРРЕЛЯЦИОННАЯ ФУНКЦИЯ ШИРОКОПОЛОСНОГО СИГНАЛА ПРИ РАСПРОСТРАНЕНИИ НА ОТКРЫТОЙ ТРАССЕ	26
<i>А.А. Корсаков</i> ВРЕМЕННАЯ СИНХРОНИЗАЦИЯ ИЗМЕРЕНИЙ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ РАДИОСИГНАЛОВ.....	32
<i>Гданский Н.И., Мальцевский В.В., Михайлов А.А.</i> ВИЗУАЛЬНАЯ ОРИЕНТАЦИЯ МОБИЛЬНОГО РОБОТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ РЕПЕРНЫХ ТОЧЕК.....	34
<i>Негодяев П.А., Крутиков М.В.</i> ОСОБЕННОСТИ РАСЧЕТА ВХОДНОГО ИМПЕДАНСА ПЛОСКОГО АНТЕННОГО ЭЛЕМЕНТА С ДВУМЯ ПОЛЯРИЗАЦИЯМИ НА ЧАСТОТУ 850 МГц	38
<i>Акулиничев Ю.П., Новиков А.В.</i> СРАВНЕНИЕ ДВУХ МЕТОДОВ ПРЕДСТАВЛЕНИЯ ВЫСОТНЫХ ПРОФИЛЕЙ ИНДЕКСА ПРЕЛОМЛЕНИЯ	40
<i>Пурик Д.В.</i> ОПТИМАЛЬНАЯ ПРОСТРАНСТВЕННО-ВРЕМЕННАЯ ОБРАБОТКА СИГНАЛА В ПОЛЯРИЗАЦИОННЫХ РЛС С СИНТЕЗИРОВАННОЙ АПЕРТУРОЙ	43
<i>Стрижов В.В.</i> ДОПОЛНИТЕЛЬНАЯ ФИЛЬТРАЦИЯ ПОБОЧНЫХ СПЕКТРАЛЬНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ В СПЕКТРЕ СИНТЕЗАТОРА ЧАСТОТЫ	47

Вершинин Е.А., Трофимов С.Н. ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ГОДУНОВА ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОТКЛИКА В НЕСОГЛАСОВАННЫХ ЛИНИЯХ	50
Ворошилин Е.П. ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНАЯ ПРОВЕРКА ИСПОЛЬЗОВАНИЯ МНОГОКАНАЛЬНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ ДЛЯ ПОВЫШЕНИЯ ТОЧНОСТИ РАЗНОСТНО-ДАЛЬНОМЕРНЫХ ИЗМЕРЕНИЙ	53
Ворошилина Е.П. МЕТОД ВЕРОЯТНОСТНОГО ОБЪЕДИНЕНИЯ ДАННЫХ ПРИ СОПРОВОЖДЕНИИ ЦЕЛИ НА ФОНЕ МЕШАЮЩИХ ОТРАЖЕНИЙ	55
Бабур Г.П., Бернгардт А.С. ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМА АДАПТИВНОГО СЖАТИЯ ИМПУЛЬСОВ К ЗАДАЧЕ ИДЕНТИФИКАЦИИ РАДИОКАНАЛА	58
Бабур Г.П. ИДЕНТИФИКАЦИЯ СКАЛЯРНОГО РАДИОКАНАЛА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ШУМОПОДОБНЫХ СИГНАЛОВ	61
Бабур Г.П. АДАПТИВНОЕ ПОДАВЛЕНИЕ БОКОВЫХ ЛЕПЕСТКОВ ОТКЛИКА СОГЛАСОВАННОГО ФИЛЬТРА ПРИ ИСПОЛЬЗОВАНИИ ЗОНДИРУЮЩИХ ФКМ-ПОСЛЕДОВАТЕЛЬНОСТЕЙ	63
Акулиничев Ю.П., Ровкин М.Е., Ваулин И.Н. АНАЛИЗ СУТОЧНОЙ ИЗМЕНЧИВОСТИ ХАРАКТЕРИСТИК РАДИОВИДИМОСТИ ДЛЯ РАЙОНОВ МИРОВОГО ОКЕАНА	65

СЕКЦИЯ 2

ЗАЩИЩЕННЫЕ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ

Председатель – Голиков А.М., к.т.н., доцент каф. РТС

Вишневский К.В. ОРГАНИЗАЦИЯ ДОСТУПА К СЕТИ ИНТЕРНЕТ НА БАЗЕ ТЕХНОЛОГИИ DVB	70
Анисимов С.В., Блохин О.В., Кочегаров В.А., Ляшенко Е.О., Шадрин А.А. УЧЕБНЫЙ ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ СТАНДАРТА КРИПТОГРАФИЧЕСКОЙ ЗАЩИТЫ AES (ADVANCED ENCRYPTION STANDART)	73
Болишанин С.А., Бузыцкий С.В., Горбунов М.А., Самарин А.П. АППАРАТНО-ПРОГРАММНЫЙ КОМПЛЕКС ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЯ МЕТОДОВ ЗАЩИТЫ ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ СИСТЕМ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ЦИФРОВЫХ СИГНАЛЬНЫХ ПРОЦЕССОРОВ	75
Дьячкова Е.А., Мельников Р.С. BLUETOOTH-МОДУЛИ	78
Хохлова О.Ю., Черепанова Ю.Н., Чередниченко В.Н. СИСТЕМА АНАЛИЗА РИСКОВ И КОНТРОЛЯ ПОЛИТИКИ ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ КОМПЬЮТЕРНЫХ СЕТЕЙ ПРЕДПРИЯТИЯ	82
Игоничкина Е.В. ПРОЕКТИРОВАНИЕ ГЕНЕРАТОРОВ ПСП ДЛЯ ПОТОЧНЫХ ШИФРОВ	87

Игоничкина Е.В.	
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ НАДЕЖНОСТИ ОТЕЧЕСТВЕННЫХ СТАНДАРТОВ ЭЛЕКТРОННОЙ ЦИФРОВОЙ ПОДПИСИ.....	90
Ляшенко Е.О., Илюхин Б.В.	
НЕКОТОРЫЕ ВОПРОСЫ АНАЛИЗА ЗАЩИЩЕННОСТИ СЕТЕЙ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ	92
Майков А.В.	
ИССЛЕДОВАНИЕ МЕТОДОВ КОДИРОВАНИЯ И ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ В WLAN СТАНДАРТА 802,11 b/g	94

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., к.т.н., доцент каф. ТУ*

Балбот Т.В.	
БУФЕРИЗАТОР АУДИОВИЗУАЛЬНЫХ ДАННЫХ ДЛЯ ОРГАНИЗАЦИИ НЕПРЕРЫВНОГО ВЕЩАНИЯ В СИСТЕМЕ ИНТЕРАКТИВНОГО ТЕЛЕВИДЕНИЯ	98
Заболоцкий А.М., Бова А.Г.	
ВЫЧИСЛЕНИЕ МАКСИМАЛЬНОЙ РАЗНОСТИ ПОГОННЫХ ЗАДЕРЖЕК МОД В МНОГОПРОВОДНЫХ КАБЕЛЯХ.....	101
Бухаров П.В.	
ИНФОРМАЦИОННО-ПСИХОЛОГИЧЕСКАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ ЛИЧНОСТИ В СЕРВИСЕ.....	103
Булгакова Т.А.	
СКРЫТОЕ ВОЗДЕЙСТВИЕ НА ПОДСОЗНАНИЕ ЧЕЛОВЕКА.....	106
Горин Е.Н.	
ТЕЛЕВИДЕНИЕ КАК МЕАНИЗМ МАНИПУЛЯЦИИ СОЗНАНИЕМ	108
Григорьев И.В.	
АЛГОРИТМ БЫСТРОГО ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЯ О СПОСОБЕ КОДИРОВАНИЯ МАКРОБЛОКА В H.264 КОМПРЕССОРЕ	111
Тунгусов А.А., Колчева А.Р.	
ОТНОШЕНИЯ В СЕРВИСЕ.....	114
Костарев И.С.	
АНАЛИЗ ЭЛЕКТРОМАГНИТНОЙ СОВМЕСТИМОСТИ БЛОКА ЗАРЯДНОГО УСТРОЙСТВА АККУМУЛЯТОРНОЙ БАТАРЕИ НА ИМИТАЦИОННОЙ МОДЕЛИ.....	116
Кузнецов Д.О.	
ДЕМОНСТРАЦИОННЫЙ МАКЕТ ШИРОКОПОЛОСНОГО УСИЛИТЕЛЯ ...	118
Налетов И.В.	
УНИВЕРСАЛЬНОЕ ОПИСАНИЕ КОНФИГУРАЦИЙ ПРОГРАММНЫХ КОМПОНЕНТ ОБРАБОТКИ МУЛЬТИМЕДИА ДАННЫХ	119
Николаев Д.Н., Шалимов В.А.	
ПРИМЕНЕНИЕ ЭОП В УСТРОЙСТВАХ НОЧНОГО ВИДЕНИЯ.....	122

Приходько В.В., Коновалов В.Ф. ВИДЕОУСИЛИТЕЛЬ ДЛЯ РАДИАЦИОННО-СТОЙКОЙ КАМЕРЫ НА ВИДИКОНЕ	125
Шилов В.А. СХЕМА СРАВНЕНИЯ РЕГУЛЯТОРОВ ТЕМБРА ЗВУКОВЫХ ЧАСТОТ	128
Шушков С.В. РАЗРАБОТКА ВЫСОКОВОЛЬТНОГО ИСТОЧНИКА ПИТАНИЯ ДЛЯ ЭОП... ..	131
Швабенланд А.С., Костевич А.Г. ПСИХОАКУСТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ СТАНДАРТОВ MPEG	134
Сивоплясова Е.И., Потехин В.А. ПРОГНОЗИРОВАНИЕ В СТАТИСТИКЕ НА БАЗЕ МЕТОДА НАИМЕНЬШИХ КВАДРАТОВ (МНК)	136
Сивцев С.С., Шалимов В.А. ГЕНЕРАТОРЫ МОЩНЫХ КОРОТКИХ ИМПУЛЬСОВ	141
Варламов А.В. СОЗДАНИЕ WEB-ПРИЛОЖЕНИЙ.....	143
Зайцева Е.В., Пустынский И.Н. АНАЛИТИЧЕСКОЕ ВЫРАЖЕНИЕ СПЕКТРАЛЬНОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ЗРЕНИЯ	146
А.Б. Жигмитов РАЗВИТИЕ ЦИФРОВОГО КИНЕМАТОГРАФА.....	149

СЕКЦИЯ 4

ПРОЕКТИРОВАНИЕ И ТЕХНОЛОГИИ РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ. ТЕХНИЧЕСКАЯ ЭКСПЛУАТАЦИЯ РАДИООБОРУДОВАНИЯ

*Председатель – Масалов Е.В., д.т.н., профессор каф. КИПР,
зам. председателя – Михеев Е.Н., м.н.с.*

ПОДСЕКЦИЯ 4.1

ПРОЕКТИРОВАНИЕ БИОМЕДИЦИНСКОЙ АППАРАТУРЫ

Председатель – Еханин С.Г., д.ф.-м.н., профессор каф. КУДР

Волков К.В., Фатеев А.В., Гошин Г.Г. РАСЧЕТ В ДИАПАЗОНЕ УВЧ ПЕРЕДАТОЧНОЙ ФУНКЦИИ ПЛОСКОСЛОИСТОЙ БИОЛОГИЧЕСКОЙ СРЕДЫ.....	151
Калачев К.М., Бугров Е., Алексахин А.В. АВТОМАТИЧЕСКИЙ ВКЛЮЧАТЕЛЬ ОСВЕЩЕНИЯ НА БАЗЕ ИНФРАКРАСНОГО ДАТЧИКА ДВИЖЕНИЯ.....	154
Казарян С.А., Татарников В.Н. СИСТЕМА ПРЕДУПРЕЖДЕНИЯ ПОЖАРНОЙ ОПАСНОСТИ.....	157
Кудрявцев А.В., Распопов С.В., Манжос А.А. КРАТКАЯ МЕТОДИКА ПОИСКА ТРАСС (ПРИМЕНИТЕЛЬНО К ТРАССОИСКАТЕЛЮ «СТАЛКЕР-2»).....	159
Любогоицкая Ю.С. ВЫДЕЛЕНИЕ ПАТОЛОГИЧЕСКИХ УЧАСТКОВ ЭЭГ	162

Межебицкий Б.Н., Саяпин Н. ПАССИВНЫЙ РАДИОИЗОТОПНЫЙ БИОРАДАР	164
Молошиников В.А., Сванбаев К.Т., Деменцова А. БЕСКОНТАКТНАЯ ИНТЕРАКТИВНАЯ СИСТЕМА БОС–ОБУЧЕНИЯ	165
Молошиников В.А., Суманосова А. ОБРАБОТКА ВРЕМЕННЫХ РЯДОВ МЕТОДОМ ГЛАВНЫХ КОМПОНЕНТ ..	167
Пуризова Ю., Казак Е. ПРИБОР МАГНИТОТЕРАПИИ.....	170
Зайченко С.В. МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА	172
Зайченко С.В., Межебицкий И.Н. СТАНОК – ПОЛУАВТОМАТ ДЛЯ ПОВЕРХНОСТНОЙ ЗАКАЛКИ ДЕТАЛЕЙ МЕТОДОМ ИНДУКЦИОННОГО НАГРЕВА	174

ПОДСЕКЦИЯ 4.2

КОНСТРУИРОВАНИЕ И ПРОИЗВОДСТВО РАДИОЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

Председатель – Михеев Е.Н., м.н.с.

Бармашов И.С. СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ И ДИАГНОСТИКИ МОДУЛЕЙ ЗАРЯДНЫХ СТАНЦИЙ	177
Еремеев А.Н. GPS-АВТОИНФОРМАТОР	179
Филинов Д.В. СИСТЕМА КОНТРОЛЯ И ДИАГНОСТИКИ ИСТОЧНИКА РЕЗЕРВНОГО ПИТАНИЯ	182
Струмеляк А.В. РАЗРАБОТКА АППАРАТНО-ПРОГРАММНОГО КОМПЛЕКСА ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ НАПРЯЖЕННОСТИ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И МАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ ПРОМЫШЛЕННОЙ ЧАСТОТЫ	184
Трубин П.А. РАЗРАБОТКА БИБЛИОТЕКИ ТИПОВЫХ КОРПУСОВ ФИРМЫ SCHROFF НА ОСНОВЕ СТАНДАРТА «ЕВРОМЕХАНИКА»	187
Воронов С.А. АНЕМОМЕТР ЦИФРОВОЙ.....	189
Воронов С.А., Филинов Д.В. УСТРОЙСТВО СБОРА И ОБРАБОТКИ ИНФОРМАЦИИ СИСТЕМЫ КОНТРОЛЯ ШАХТНОЙ АТМОСФЕРЫ.....	191

СЕКЦИЯ 5

ИНТЕГРИРОВАННЫЕ ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Председатель – Катаев М.Ю., д.т.н., профессор каф. АСУ

Бушланов Ф.С. ПРИМЕНЕНИЕ КОМПЬЮТЕРНЫХ АЛГОРИТМОВ К ЗАДАЧАМ ОБРАБОТКИ И АНАЛИЗА СПУТНИКОВЫХ ДАННЫХ.....	194
---	-----

Чернаков Д.В. РАЗРАБОТКА СИСТЕМЫ АВТОМАТИЗАЦИИ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ ДЛЯ АСУ ТП	196
Горитова В.А. АВТОМАТИЗАЦИЯ КОНТРОЛЯ ЭЛЕКТРОННОГО ДОКУМЕНТООБОРОТА ТОРГОВОЙ ОРГАНИЗАЦИИ.....	199
Григорьева М.В., Картавая Е.Г. АВТОМАТИЗАЦИЯ УПРАВЛЕНЧЕСКОГО УЧЕТА ВНЕБЮДЖЕТНОЙ ОБРАЗОВАТЕЛЬНОЙ ДЕЯТЕЛЬНОСТИ	202
Губанов Н.Ю. АЛГОРИТМ ИДЕНТИФИКАЦИИ ИЗОБРАЖЕНИЙ НА ОСНОВЕ ВЫЧИСЛЕНИЯ РАССТОЯНИЯ ДО ОПОРНОЙ ГИПЕРПЛОСКОСТИ КЛАССА ИЗОБРАЖЕНИЙ	205
Истомин Н.А. ОРГАНИЗАЦИЯ ПОИСКОВЫХ СИСТЕМ В СЕТИ ИНТЕРНЕТ.....	208
Худев Р.П. АЛГОРИТМ ЗАЛИВКИ ЗАМКНУТОГО КОНТУРА	209
Кончин А.В., Соловьев В.А. CALS-ТЕХНОЛОГИИ НА ЭТАПЕ ПОДГОТОВКИ ЭКСПЛУАТАЦИИ САМОЛЕТОВ	213
Кондратюк А.В. АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА УЧЕТА ПОТЕРЬ РАБОЧЕГО ВРЕМЕНИ НА ОАО «ТОМСКИЙ ЭЛЕКТРОЛАМПОВЫЙ ЗАВОД».....	216
Корытников С.В., Бойченко И.В. ПЛАТФОРМОНЕЗАВИСИМЫЙ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЙ КЛАСТЕР НА БАЗЕ ЛОКАЛЬНОЙ СЕТИ	217
Лончин А.В. ПРОГРАММНЫЙ СИМУЛЯТОР РАБОТЫ СКАНИРУЮЩЕГО ПАССИВНОГО ФУРЬЕ-СПЕКТРОМЕТРА	219
Макаренко А.А. КЛАССИФИКАЦИЯ ОБРАЗОВ СВЕРТОЧНОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТЬЮ.....	221
Мардяшов А.В. ПРОГРАММНАЯ СИСТЕМА ОБРАБОТКИ ДАННЫХ ПАССИВНОГО ФУРЬЕ-СПЕКТРОМЕТРА	224
Очаковский Д.О., Калайда В.Т. ПРОГРАММНАЯ СИСТЕМА ВЫДЕЛЕНИЯ НОМЕРОВ В ИЗОБРАЖЕНИИ АВТОМОБИЛЯ	227
Осинов С.С. ОБЗОР ПРОГРАММ ВИДЕОРЕДАКТИРОВАНИЯ С ТОЧКИ ЗРЕНИЯ РАЗРАБОТЧИКА ПЛАГИНОВ.....	229
Полежаук А.Ю. АВТОМАТИЗАЦИЯ УЧЕТА КНИЖНОГО ФОНДА МАЛЫХ БИБЛИОТЕК ..	233
Ульященко В.В. ОПТИМИЗАЦИЯ ИСПОЛЬЗОВАНИЯ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ МОЩНОСТЕЙ МЕТОДОМ ЛИНЕЙНОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ	235
Ульященко В.В. ОПТИМИЗАЦИЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ РЕСУРСОВ В ДОЛГОСРОЧНОЙ ПЕРСПЕКТИВЕ МЕТОДОМ ДИНАМИЧЕСКОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ.....	238

Вакулин С.В., Коробко А.П., Хамаганов Я.А., Нам А.Р., Цынгзев Б.Т., Лунев Г.Г. ЭЛЕКТРОННЫЙ УЧЕБНИК «ИЗУЧЕНИЕ ЗЕМНОЙ ПОВЕРХНОСТИ И АТМОСФЕРЫ ИЗ КОСМОСА».....	242
---	-----

СЕКЦИЯ 6

КВАНТОВАЯ, ОПТИЧЕСКАЯ И НАНОЭЛЕКТРОНИКА

*Председатель – Шарангович С.Н., зав. каф. СВЧиКР, к.ф.-м.н., доцент;
зам. председателя – Буримов Н.И., к.т.н., доцент каф. ЭП*

Анфимова Е.А., Шандаров С.М.

УСЛОВИЯ КВАЗИСИНХРОНИЗМА ДЛЯ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ГЕНЕРАЦИИ СВЕТА В КРИСТАЛЛАХ С РЕГУЛЯРНОЙ ДОМЕННОЙ СТРУКТУРОЙ	245
--	-----

Чауниин С.С., Хатъков Н.Д.

ОПТОЭЛЕКТРОННЫЙ ДАТЧИК С НЕКОГЕРЕНТНЫМ ТИПОМ ИЗЛУЧЕНИЯ ДЛЯ ИЗМЕРЕНИЯ АКУСТИЧЕСКИХ ВИБРАЦИЙ	248
---	-----

Черкашина А.С., Шандарова К.В., Шандаров В.М.

ФОРМИРОВАНИЕ ОДНОМЕРНЫХ ФОТОРЕФРАКТИВНЫХ РЕШЕТОК В КРИСТАЛЛАХ $\text{LiNbO}_3\text{:Fe}$ СВЕТОВЫМИ ПУЧКАМИ С БЕССЕЛЕ – ПОДОБНЫМИ ПРОФИЛЯМИ	249
--	-----

Круглов Р.С., Анпельт В.Э., Задорин А.С. Чернов П.В.

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОЦЕССОВ ТРАНСФОРМАЦИИ МОДОВОГО СОСТАВА ОПТИЧЕСКОГО СИГНАЛА В НЕОДНОРОДНЫХ МНОГОМОДОВЫХ ВОЛОКНАХ	252
--	-----

Иткин В.И., Иванова Н.В., Шлыков С.В., Кистенева М.Н.

ДИНАМИКА ФОТОИНДУЦИРОВАННОГО ПОГЛОЩЕНИЯ СВЕТА В КРИСТАЛЛАХ $\text{Bi}_{12}\text{TiO}_{20}\text{:Zn}$, $\text{Bi}_{12}\text{TiO}_{20}\text{:Al}$	254
---	-----

Канишу А.В., Шандаров В.М.

ИССЛЕДОВАНИЕ ОПТИЧЕСКИХ ЭЛЕМЕНТОВ, ФОРМИРУЕМЫХ НЕКОГЕРЕНТНЫМ ИЗЛУЧЕНИЕМ В ФОТОРЕФРАКТИВНЫХ ОБРАЗЦАХ НИОБАТА ЛИТИЯ	257
---	-----

Кравченко А.А.

МУЛЬТИПЛЕКСИРОВАНИЕ В ВОЛОКОННО-ОПТИЧЕСКИХ ЛИНИЯХ СВЯЗИ	260
--	-----

Крисецакая А.В., Чернов П.В., Ефанов В.И.

ВЛИЯНИЕ НЕЛИНЕЙНОСТИ ОПТИЧЕСКОГО ВОЛОКНА НА ПЕРЕДАЧУ СИГНАЛОВ	263
--	-----

Круглов Р.С., Анпельт В.Э., Задорин А.С.

ЗАТУХАНИЕ ВОЛНОВодНЫХ МОД В ОПТИЧЕСКОМ ВОЛОКНЕ С ШЕРОХОВАТОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ СЕРДЦЕВИНЫ	265
---	-----

Круглов В.Г., Гусев А.В., Карпушин П.А., Шандаров В.М.

ИССЛЕДОВАНИЕ ИЗМЕНЕНИЯ ОПТИЧЕСКОГО ПОГЛОЩЕНИЯ В КРИСТАЛЛЕ LiNbO_3 ПРИ УЧЕТЕ ВЛИЯНИЯ ИЗМЕНЕНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ОКРУЖАЮЩЕЙ СРЕДЫ	268
---	-----

Марципака Е.Ю., Шибельгут А.А., Анпельт В.Э. ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ МИКРОНЕОДНОРОДНОСТЕЙ ВОЛНОВОДНОГО СЛОЯ НА ХАРАКТЕРИСТИКИ ЛАЗЕРНОГО ДИОДА ...	270
Миргород В.С., Устюжанин С.В., Довольнов Е.А., Шарангович С.Н. ГОЛОГРАФИЧЕСКОЕ ФОРМИРОВАНИЕ СЛОЖНЫХ ФОТОННЫХ СТРУКТУР В ФОТОПОЛИМЕРНЫХ КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛАХ	273
Незнамова Ю.О., Панкратов И.В., Вилисов А.А. ОПРЕДЕЛЕНИЕ ХАРАКТЕРИСТИК СВЕТОИЗЛУЧАЮЩИХ ДИОДОВ.....	277
Довольнов Е.А., Ноздреватых Б.Ф., Устюжанин С.В., Шарангович С.Н. ГОЛОГРАФИЧЕСКАЯ КОМПЕНСАЦИЯ АМПЛИТУДНЫХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ ФАЗОВО-АППОДИЗИРОВАННЫХ ФОТОПОЛИМЕРНЫХ ДИФРАКЦИОННЫХ РЕШЕТОК	280
Попов В.Г., Терещенко В.Н., Шмаков С.С. УПРАВЛЕНИЕ ОПТИЧЕСКОЙ МОЩНОСТЬЮ ПОЛУПРОВОДНИКОВЫХ ЛАЗЕРОВ ДЛЯ ИССЛЕДОВАНИЙ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ СВЕТА С ВЕЩЕСТВОМ.....	283
Шандарова К.В., Шандаров В.М. ФОРМИРОВАНИЕ СВЕТЛЫХ ЦЕЛЕВЫХ СОЛИТОНОВ ПРИ ОДНОКАНАЛЬНОМ ВОЗБУЖДЕНИИ ФОТОННОЙ РЕШЕТКИ В LiNbO_3 ...	285
Шаповров А.В. ВЛИЯНИЕ НЕКОГЕРЕНТНОЙ ЗЕЛЕННОЙ ПОДСВЕТКИ НА ХАРАКТЕР Z- СКАН ОТКЛИКА В ИССЛЕДОВАНИИ ФОТОРЕФРАКТИВНЫХ КРИСТАЛЛОВ	288
Шибельгут А.А., Марципака Е.Ю. МЕХАНИЗМЫ ФОРМИРОВАНИЯ СПЕКТРА ИЗЛУЧЕНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ЛАЗЕРА	291
Стасюк О.Ю., Вилисов А.А. ПОЛУПРОВОДНИКОВЫЕ МАТЕРИАЛЫ ДЛЯ СВЕТОИЗЛУЧАЮЩИХ ДИОДОВ	294
Миргород В.С., Ноздреватых Б.Ф., Устюжанин С.В., Шарангович С.Н. ИССЛЕДОВАНИЕ ДИФРАКЦИОННЫХ СВОЙСТВ ЭЛЕКТРИЧЕСКИ УПРАВЛЯЕМЫХ ГОЛОГРАФИЧЕСКИХ ПЕРИОДИЧЕСКИХ СТРУКТУР В ФПМ-ЖК КОМПОЗИЦИОННЫХ МАТЕРИАЛАХ	297
Вахтин В.В., Филь А.А., Чугунов А.Г., Орликов Л.Н. КОМПЛЕКС ВИДЕООБРАБОТКИ УСТАНОВКИ ЭПИТАКСИИ	300

СЕКЦИЯ 7

ФИЗИЧЕСКАЯ И ПЛАЗМЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

Председатель – Троян П.Е., зав. каф. ФЭ, к.т.н., доцент

Давыдов В.Н., Завадский М.В., Кохлов А.Л. ПРОГРАММА ВЫЧИСЛЕНИЯ ПАРАМЕТРОВ ГРАНИЦЫ РАЗДЕЛА ПОЛУПРОВОДНИК – ДИЭЛЕКТРИК	303
Демиденко В.В., Литвинова В.А. УМЕНЬШЕНИЕ СВЧ-ПОТЕРЬ В МИКРОПОЛОСКОВЫХ СХЕМАХ ПУТЕМ ПЛАНАРИЗАЦИИ ПОВЕРХНОСТИ КЕРАМИЧЕСКИХ ПОДЛОЖЕК	306

Е.В. Ерофеев ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ИССЛЕДОВАНИЕ МАГНИТОИЗОЛИРОВАННОГО ДИОДА С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ АНОДОМ.....	308
Гаврилова А.М., Еремина Е.Л. ИССЛЕДОВАНИЕ ПОВЕРХНОСТИ АРСЕНИДА ГАЛЛИЯ МЕТОДОМ ЭЛЛИПСОМЕТРИИ	312
Горшков Д.В. , Жирков И.С. О ВОЗМОЖНОСТИ ФОРМИРОВАНИЯ ЭМИССИОННОЙ ГРАНИЦЫ ПЛАЗМЫ В ПРОСТРАНСТВЕ УСКОРЕНИЯ	315
Климов А.С., Медовник А.В. ПОВЫШЕНИЕ ПЛОТНОСТИ ЭМИССИОННОГО ТОКА В ИСТОЧНИКЕ ЛЕНТОЧНОГО ЭЛЕКТРОННОГО ПУЧКА	318
Корнилов С.Ю., Лакида П.А. ФОКУСИРОВКА ПУЧКА В ЭЛЕКТРОННО-ЛУЧЕВОЙ СИСТЕМЕ С ПЛАЗМЕННЫМ ЭМИТТЕРОМ.....	321
Орлова С.А., Карлова Г.Ф. РАДИАЦИОННЫЕ СВОЙСТВА ЭПИТАКСИАЛЬНЫХ АРСЕНИДОГАЛЛИЕВЫХ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕЙ ХОЛЛА	324
Шебалин А.С., Сурцев А.С., Начигин А.Б., Орликов Л.Н. ТЕРМОВАКУУМНЫЙ ИСТОЧНИК ПАРОВ НЕМЕТАЛЛИЧЕСКИХ МАТЕРИАЛОВ.....	327
Трунов А.А., Габбасов Р.М. СВЧ-ИЗЛУЧЕНИЕ ПРИ ГОРЕНИИ ЖЕЛЕЗОАЛЮМИНИЕВОГО ТЕРМИТА В УСЛОВИЯХ НИЗКОГО ВАКУУМА	329
Зайцев С.Е., Божков В. Г. ВОЛЬТ-АМПЕРНАЯ ХАРАКТЕРИСТИКА ТУННЕЛЬНОГО КОНТАКТА МЕТАЛЛ–ПОЛУПРОВОДНИК С БАРЬЕРОМ ШОТТКИ.....	331
Жирков И.С. ПОВЫШЕНИЕ ТОКОВОЙ ЭФФЕКТИВНОСТИ ПЛАЗМЕННОГО ИСТОЧНИКА ЭЛЕКТРОНОВ	334

Научное издание

Научная сессия ТУСУР – 2006

Материалы
Всероссийской научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых специалистов
4–7 мая 2006 года, Томск, Россия
В пяти частях

Часть 1

**Печатается без редактирования по текстам,
предоставленным авторами**

Верстка **В.М. Бочкаревой**

Дизайн обложки **В.Глушко**

Издательство «В-Спектр»
Сдано на верстку 04.04.2006. Подписано к печати 25.04.2006.
Формат 60×84¹/₁₆. Печать трафаретная.
Печ. л. 21,91. Усл. печ. 20,36.
Тираж 150 экз. Заказ 14.

Тираж отпечатан в издательстве «В-Спектр»
ИНН/КПП 7017129340/701701001, ОГРН 1057002637768
634055, г. Томск, пр. Академический, 13-24, Тел. 49-09-91.
E-mail: bmwm@list.ru