Министерство образования и науки Российской Федерации
Федеральное агентство по образованию

ТОМСКИЙ ГОСУДАРСТВЕННЫЙ УНИВЕРСИТЕТ
СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ И РАДИОЭЛЕКТРОНИКИ (ТУСУР)

НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР – 2009

Материалы докладов
Всероссийской научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых

12–15 мая 2009 г.

В пяти частях

Часть 4

В-Спектр
2009

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

Н-34 Научная сессия ТУСУР–2009: Материалы докладов Всероссийской научно-технической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых. 12–15 мая 2009 г.: В пяти частях. – Ч. 4. – Томск: В-Спектр, 2009. – 352 с.

ISBN 978-5-91191-103-4
ISBN 978-5-91191-107-2 (Ч. 4)

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, сетей электро- и радиосвязи, вопросам проектирования и технологии радиоэлектронных средств, аудиовизуальной техники, бытовой радиоэлектронной аппаратуры, а также автоматизированным системам управления и проектирования. Рассматриваются проблемы электроники СВЧ- и акустооптоэлектроники, нанофотоники, физической, плазменной, квантовой, промышленной электроники, радиотехники, информационно-измерительных приборов и устройств, распределенных информационных технологий, вычислительного интеллекта, автоматизации технологических процессов, в частности, в системах управления и проектирования, информационной безопасности и защите информации. Представлены материалы по математическому моделированию в технике, экономике и менеджменте, антикризисному управлению, автоматизации управления в технике и образование, также касающиеся социокультурных проблем современности, экологии, мониторинга окружающей среды и безопасности жизнедеятельности.

Для студентов, аспирантов, технических работников.

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

ISBN 978-5-91191-103-4
ISBN 978-5-91191-107-2 (Ч. 4)

© Том. гос. ун-т систем управления
и радиоэлектроники, 2009

СЕКЦИИ КОНФЕРЕНЦИИ

Секция 1. Радиотехнические системы и распространение радиоволн. Председатель секции – Шарыгин Герман Сергеевич, зав. каф. РТС, д.т.н., профессор; зам. председателя – Тисленко В.И., к.т.н., доцент каф. РТС

Секция 2. Защищенные телекоммуникационные системы. Председатель секции – Голиков А.М., к.т.н., доцент каф. РТС

Секция 3. Аудиовизуальная техника, бытовая радиоэлектронная аппаратура и сервис. Председатель секции – Пустынский Иван Николаевич, зав. каф. ТУ, д.т.н., профессор; зам. председателя – Костевич Анатолий Геннадьевич, к.т.н., доцент каф. ТУ

Секция 4. Проектирование биомедицинской аппаратуры. Председатель секции – Еханин Сергей Георгиевич, д.ф.-м.н., профессор КУДР

Секция 5. Конструирование и технологии радиоэлектронных средств. Председатель секции – Лощилов Антон Геннадьевич, м.н.с. каф. ТОР, к.т.н.; зам. председателя – Бомбизов Александр Александрович, инженер НИИ ЭТОСС

Секция 6. Интегрированные информационно-управляющие системы. Председатель секции – Катаев Михаил Юрьевич, д.т.н., проф. каф. АСУ; зам. председателя – Бойченко Иван Валентинович, к.т.н., доцент каф. АСУ

Секция 7. Оптические информационные технологии, нанофотоника и оптоэлектроника. Председатель секции – Шарангович Сергей Николаевич, зав. каф. СВЧ и КР, к.ф.-м.н., доцент; зам. председателя – Буримов Николай Иванович, к.т.н., доцент каф. ЭП

Секция 8. Физическая и плазменная электроника. Председатель секции – Троян Павел Ефимович, зав. каф. ФЭ, д.т.н., профессор

Секция 9. Распределенные информационные технологии и системы. Председатель секции – Ехлаков Юрий Поликарпович, проректор по информатизации ТУСУР, зав. каф. АОИ, д.т.н., профессор; зам. председателя – Сенченко Павел Васильевич, к.т.н., доцент каф. АОИ

Секция 10. Вычислительный интеллект. Председатель секции – Ходашинский Илья Александрович, д.т.н., проф. каф. АОИ; зам. председателя – Лавыгина Анна Владимировна, ст. преподаватель каф. АОИ

Секция 11. Автоматизация технологических процессов. Председатель секции – Давыдова Елена Михайловна, к.т.н., доцент каф. КИБЭВС; зам. председателя – Зыков Дмитрий Дмитриевич, к.т.н., доцент каф. КИБЭВС

Секция 12. Аппаратно-программные средства в системах управления и проектирования. Председатель секции – Шурыгин Юрий Алексеевич, первый проректор ТУСУР, зав. каф. КСУП, д.т.н., профессор; зам. председателя – Коцубинский Владислав Петрович, зам. зав. каф. КСУП, к.т.н., доцент

Подсекция 12.1. Интеллектуальные системы проектирования технических устройств. Председатель подсекции – Черкашин Михаил Владимирович, к.т.н., доцент каф. КСУП

Подсекция 12.2. Адаптация математических моделей для имитации сложных технических систем. Председатель подсекции – Коцубинский Владислав Петрович, к.т.н., доцент каф. КСУП

Подсекция 12.3. Инструментальные средства поддержки сложного процесса. Председатель подсекции – Хабибулина Надежда Юрьевна, к.т.н., доцент каф. КСУП

Подсекция 12.4. Методы стереоскопической визуализации. Председатель подсекции – Дорофеев Сергей Юрьевич, аспирант каф. КСУП.

Секция 13. Радиотехника. Председатель секции – Титов Александр Анатольевич, д.т.н., профессор каф. РЗИ; зам. председателя – Семенов Эдуард Валерьевич, к.т.н., доцент каф. РЗИ

Секция 14. Методы и системы защиты информации. Информационная безопасность. Председатель секции – Шелупанов Александр Александрович, зав. каф. КИБЭВС, д.т.н., профессор; зам. председателя – Мещеряков Роман Валерьевич, к.т.н., доц. каф. КИБЭВС

Секция 15. Информационно-измерительные приборы и устройства. Председатель секции – Светлаков Анатолий Антонович, д.т.н., профессор каф. ЭСАУ; зам. председателя – Шидловский Виктор Станиславович, к.т.н., доцент каф. ИИТ

Секция 16. Промышленная электроника. Председатель секции – Михальченко Геннадий Яковлевич, д.т.н., профессор каф. ПрЭ; зам. председателя – Семенов Валерий Дмитриевич, зам. зав. каф. ПрЭ по НР, к.т.н., доцент

Секция 17. Математическое моделирование в технике, экономике и менеджменте. Председатель секции – Мицель Артур Александрович, д.т.н., профессор каф. АСУ; зам. председателя – Зариковская Наталья Вячеславовна, к.ф.-м.н., доцент каф. ФЭ

Подсекция 17.1. Моделирование в естественных и технических науках. Председатель подсекции – Зариковская Наталья Вячеславовна, к.ф.-м.н., доцент каф. ФЭ

Подсекция 17.2. Моделирование, имитация и оптимизация в экономике. Председатель подсекции – Мицель Артур Александрович, д.т.н., профессор каф. АСУ; зам. председателя – Ефремова Елена Александровна, к.т.н., доцент каф. АСУ

Секция 18. Экономика и управление. Председатель секции – Осипов Юрий Мирзоевич, зав. каф. ЮНЕСКО, д.э.н., д.т.н., профессор; зам. председателя – Васильковская Наталия Борисовна, к.э.н., доцент каф. экономики

Секция 19. Антикризисное управление. Председатель секции – Семиглазов Анатолий Михайлович, д.т.н., профессор каф. ТУ; зам. председателя – Бут Олеся Анатольевна, ассистент каф. ТУ

Секция 20. Экология и мониторинг окружающей среды. Председатель секции – Карташев Александр Георгиевич, д.б.н., профессор каф. РЭТЭМ; зам. председателя – Смолина Татьяна Владимировна, ст. пр. каф. РЭТЭМ

Секция 21. Социокультурные проблемы современности. Председатель секции – Суслова Татьяна Ивановна, декан ГФ., зав. каф. КС, д.ф.н., профессор; зам. председателя – Грик Николай Антонович, зав. каф. ИСР, д.ист.н., профессор

Подсекция 21.1. Актуальные проблемы социальной работы в современном обществе. Председатель подсекции – Грик Николай Антонович, зав. каф. ИСР, д.ист.н., профессор; зам. председателя – Казакевич Людмила Ивановна, к.ист.н., доцент каф. ИСР

Подсекция 21.2. Философские проблемы инженерно-технического знания. Председатель подсекции – Московченко Александр Дмитриевич, зав. каф. философии, д.ф.н., профессор; зам. председателя – Раитина Маргарита Юрьевна, к.ф.н., доцент каф. философии

Подсекция 21.3. Социально-философские проблемы современности. Председатель подсекции – Суслова Татьяна Ивановна, декан ГФ., зав. каф. КС, д.ф.н., профессор; зам. председателя – Захарова Лилия Леонидовна, доцент каф. КС, к.ф.н.

Секция 22. Инновационные проекты, студенческие идеи и проекты. Председатель секции – Уваров Александр Фавстович, к.э.н.; зам. председателя – Чекчеева Наталья Валерьевна, зам. директора студенческого бизнес-инкубатора (СБИ), к.э.н.

Секция 23. Автоматизация управления в технике и образовании. Председатель секции – Дмитриев Вячеслав Михайлович, зав. каф. ТОЭ, д.т.н., профессор; зам. председателя – Андреев Михаил Иванович, к.т.н., доцент ВКИЭМ

Секция 24. Проектная деятельность школьников в сфере информационно-коммуникационных технологий. Председатель секции – Татьяна Борисовна Корнеева, заместитель директора по методической работе ОЦ «Школьный университет»; зам. председателя – Нехорошева Юлия Геннадьевна, начальник учебно-методического отдела ОЦ «Школьный университет»

Секция 25. Системы и сети электро- и радиосвязи. Председатель секции – Пуговкин Алексей Викторович, зав. каф. ТОР, д.т.н., профессор; зам. председателя – Демидов Анатолий Яковлевич, к.т.н., доцент каф. ТОР

Секция 26. Проектирование и эксплуатация радиоэлектронных средств. Председатель секции – Шостак Аркадий Степанович, д.т.н., профессор каф. КИПР; зам. председателя – Озеркин Денис Витальевич, к.т.н., доцент каф. КИПР

Адрес оргкомитета:

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

Материалы научных докладов,

представленные на конференцию, опубликованы в сборнике

«НАУЧНАЯ СЕССИЯ ТУСУР–2009»

в пяти частях

1-я часть сборника включает доклады 1–7-й секций;

2-я часть – доклады 8–10-й и 12-й секций;

3-я часть – доклады 11-й и 14-й секций;

4-я часть – доклады 13-й, 15–17-й секций;

5-я часть – доклады 18–26-й секций.

СЕКЦИЯ 13

РАДИОТЕХНИКА

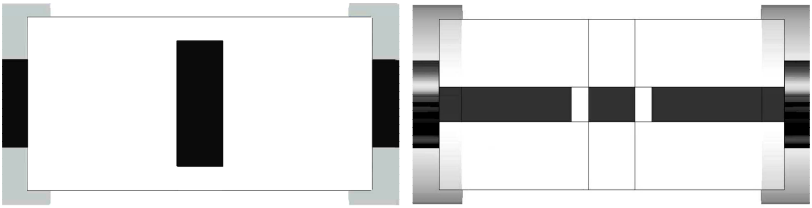
*Председатель – **Титов А.А.**, д.т.н., профессор каф. РЗИ;*
*зам. председателя – **Семенов Э.В.**, к.т.н., доцент каф. РТС*

АТТЕНЮАТОР СВЧ-ДИАПАЗОНА В КОАКСИАЛЬНОМ ТРАКТЕ 3,5×1,52 мм

А.Ю. Абраменко, студент 4-го курса РТФ,
А.В. Фатеев, аспирант каф. СВЧ и КР
г. Томск, ТУСУР, fateev_alexey@mail.ru

Аттенюаторы диапазона СВЧ используются для калиброванного измерения уровня мощности сигнала, снижения чувствительности характеристик узла аппаратуры к изменениям импеданса нагрузки, оперативного изменения коэффициента передачи, балансировки каналов электронной аппаратуры, согласования импедансов в межкаскадных СВЧ-цепях, а также при формировании сигналов со сложными видами модуляции. Во многих случаях применение аттенюаторов осложняется расширенной до десятков гигагерц полосой рабочих частот системы, высоким и быстро изменяющимся уровнем мощности входного сигнала, необходимостью контролировать параметры сигналов и цепей с прецизионной точностью, требованиями сохранения основных характеристик узла в широком интервале температуры и другими дестабилизирующими воздействиями.

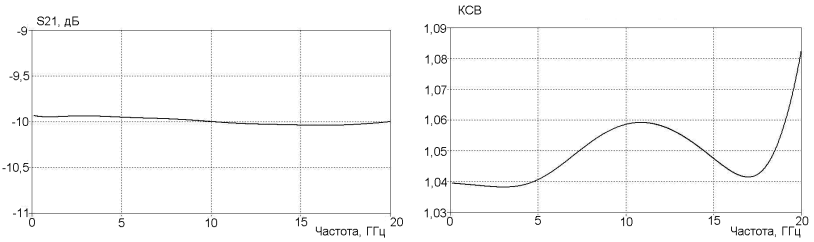
В [1] описаны принципы расчета и построения аттенюаторов на пассивных элементах, которые широко применяются на низких частотах. С развитием техники возникла необходимость исследования и моделирования аттенюаторов диапазона частот до 20 ГГц с коаксиальным трактом 3,5×1,52 мм. В работах [2, 3] рассмотрены микрополосковый и копланарный аттенюаторы. Анализ этих работ позволил определить принципы построения аттенюатора на высоких частотах. Были разработаны модели коаксиального аттенюатора с ослаблением в 10 дБ. Топология одой из полученных моделей аттенюатора представлена на рис. 1.



а *б*

Рис. 1. Топология: *а* – вид снизу; *б* – вид сверху

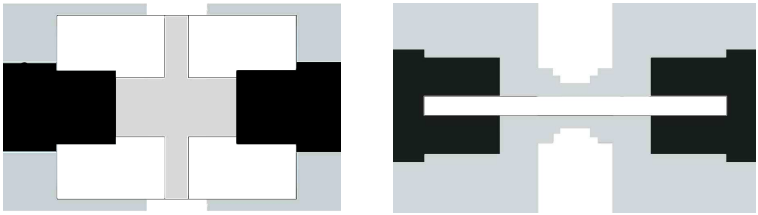
Как видно из рис. 1, топология асимметрична относительно плоскости подложки. Дополнительная металлизация на подложке необходима для улучшения согласования и уменьшения разброса коэффициента ослабления. Увеличение длины дополнительной металлизации на нижней стороне подложки приводит к улучшению согласования на верхних частотах и ухудшению на нижних, а уменьшение длины приводит к улучшению согласования на средних частотах и ухудшению на верхних. Для соединения микрополосковой линии и коаксиального тракта используется торцевой контакт. Полученные результаты для такого типа аттенюатора приведены на рис. 2.



а *б*

Рис. 2. Коэффициент ослабления (*а*) и параметр КСВ (*б*)

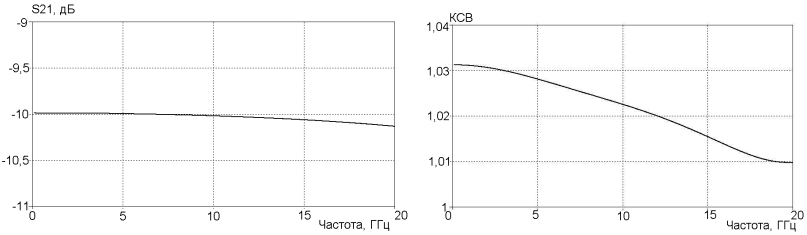
Также была рассмотрена модель аттенюатора на двухсторонней плате с симметричной топологией, представленная на рис. 3.



а *б*

Рис. 3. Топология платы (*а*) и форма ступенек (*б*) (вид сбоку)

В этой модели на подложку нанесен резистивный слой с обеих сторон, что стало возможным после уменьшения размеров подложки. В качестве элементов согласования выступают ступеньки, вырезанные в корпусе, и уменьшение диаметра центрального проводника коаксиальной линии. Достигнутые результаты представлены на рис. 4.



а *б*

Рис. 4. Коэффициент ослабления (*а*) и параметр КСВ (*б*)

Таким образом, в работе были исследованы модели аттенюаторов, имеющие хорошие показатели стабильности ослабления и согласования во всем диапазоне рабочих частот (0–20 ГГц).

ЛИТЕРАТУРА

1. Attenuation [Электронный ресурс], P-N Designs – http://microwaves101.com/encyclopedia/index.cfm

2. Patent US 4,965,538; Dec. 23, 1990. MICROWAVE ATTENUATOR /Joseph J. Mickey.

3. Patent US 5,039,961; Dec. 13, 1991. COPLANAR ATTENUATOR ELEMENT HAVING TUNING STUBS / David R. Veteran.

МОНОЛИТНЫЙ МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ L-ДИАПАЗОНА

М.С. Афанасьева, студентка 4-го курса РТФ, каф. средств радиосвязи, А.В. Кондратенко, ЗАО «НПФ «Микран», инженер

г. Томск, ТУСУР, т. 413-709, mrc@main.tusur.ru

В настоящее время в отечественной литературе появились публикации, посвященные разработке монолитных интегральных схем (МИС) СВЧ [1, 2], применение которых позволяет значительно улучшить качественные характеристики радиоэлектронных систем. В статье приведены результаты расчета монолитной интегральной схемы малошумящего усилителя *L*-диапазона на основе 0,15 мкм GaAs p-HEMT технологии.

Исходными данными к расчету микросхемы усилителя являлись основные электрические параметры малошумящего p-HEMT транзистора с длиной затвора 0,15 мкм и общей шириной 400 мкм. Транзистор на частоте 1,4 ГГц имеет минимальный коэффициент шума 0,2 дБ и соответствующий коэффициент усиления по мощности 20,5 дБ (режим по постоянному току: напряжение «сток–исток» равно 3 В, напряжение «затвор–исток» равно минус 0,3 В).

На рис. 1 приведена принципиальная схема малошумящего усилителя.

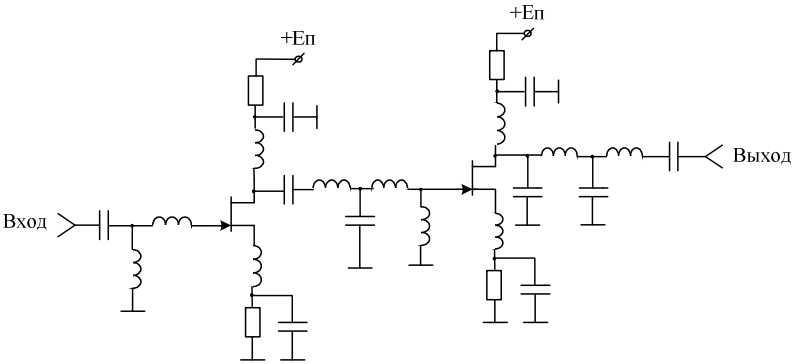


Рис. 1. Принципиальная схема усилителя

Схема содержит в своем составе два активных элемента, а также согласующе-трансформирующие цепи (СТЦ): входную, выходную и межкаскадную. В качестве активных элементов используются транзисторы с местной последовательной обратной связью в цепи истока. Структура и параметры согласующих цепей и обратных связей определены исходя из требований к коэффициенту шума, согласованию, неравномерности коэффициента усиления, а также устойчивости. Усилитель питается от однополярного источника +5 В. Режим по постоянному току обеспечивают резисторы в цепях истока и стока каждого из транзисторов. Усилитель абсолютно устойчив во всем диапазоне частот.

Частотные зависимости модулей коэффициента усиления, коэффициентов отражения от входа/выхода, а также коэффициента шума приведены на рис. 2.

Рассчитанный малошумящий усилитель в диапазоне частот 1,1–1,4 ГГц обладает следующими характеристиками: коэффициент усиления 41 дБ, неравномерность усиления не более ±1,5 дБ, коэффициент шума не более 0,9 дБ, модули входного и выходного коэффициентов отражения не хуже минус 17 дБ.

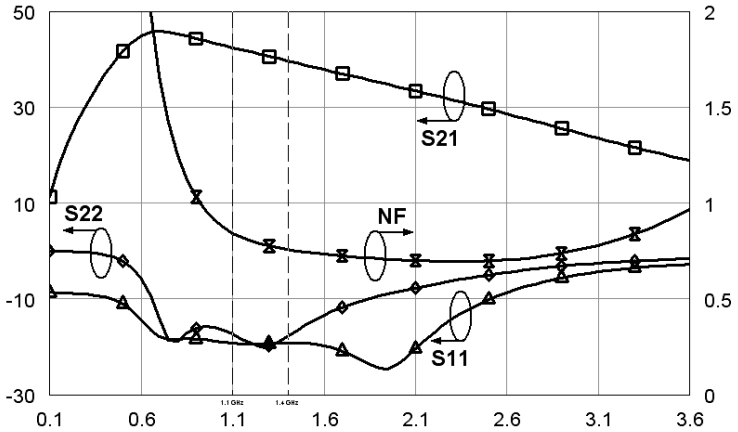


Рис. 2. Частотные характеристики усилителя

Следующие этапы проектирования МИС усилителя будут включать разработку топологии, оптимизацию основных электрических параметров и изготовление комплекта фотошаблонов для производства микросхем.

ЛИТЕРАТУРА

1. Аржанов С.Н., Баров А.А., Гусев А.Н., Гюнтер В.Я. Комплект управляющих СВЧ GaAs МИС для систем АФАР // 17-я Международная Крымская конференция ‹‹СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии›› (КрыМиКо’2007), Севастополь, 10–14 сентября 2007 г.: Материалы конференции: в 2 т. Севастополь: Вебер, 2007. Т. 1. С. 75–76.

2. Мокеров В.Г., Гюнтер В.Я., Аржанов С.Н. и др. Монолитный малошумящий усилитель X-диапазона на основе 0,15 мкм GaAs p-HEMT технологии // 17-я Международная Крымская конференция ‹‹СВЧ-техника и телекоммуникационные технологии›› (КрыМиКо’2007), Севастополь, 10–14 сентября 2007 г.: Материалы конференции: в 2 т. Севастополь: Вебер, 2007. Т. 1. С. 77–78.

АЛГОРИТМ КАРАЦУБЫ-ОФМАНА ДЛЯ УМНОЖЕНИЯ «ДЛИННЫХ ЧИСЕЛ» В «MS VISUAL C++ 6.0»

С.О. Чечулин, студент 4-го курса, каф. РЗИ,
Р.В. Литвинов, преподаватель каф. РЗИ, доцент
г. Томск, ТУСУР, т. +7-923-401-12-75, cjey@sibmail.com

Важным понятием в криптографии является понятие «длинного числа» – это число, число разрядов, в которых может достигать нескольких сотен и даже тысяч. Арифметические операции с такими

числами требуют создания специального программного обеспечения [1], в том числе реализации быстрых алгоритмов умножения. Большая разрядность таких чисел, диктуемая требованиями надежности и безопасности, приводит к тому, что операции с ними на основе классических алгоритмов требуют очень много времени даже на современных компьютерах. Для этих целей и реализуются так называемые «быстрые алгоритмы», которые позволяют получить выигрыш по времени.

Классический метод умножения, известный с момента создания десятичной системы исчисления, предполагает умножение чисел «столбиком». Каждый разряд второго множителя умножается на первое число и затем производится сложение произведений с учетом сдвига разрядов, зависящего от положения разряда во втором множителе. Существуют «быстрые» алгоритмы умножения, к которым относятся алгоритмы А.А. Карацубы-Офмана (The Karatsuba-Ofman algorithm) и Тома-Кука (The Toom-Cook algorithm) [2]. Ниже рассмотрен первый из них.

Алгоритм Карацубы – это специальная последовательность действий для умножения больших чисел. В основе этого алгоритма лежат математические формулы, позволяющие вычислять произведение двух больших *n*-значных чисел *X* и *Y*, используя три операции умножения меньших чисел, каждое из которых содержит примерно половину разрядов чисел *X* и *Y*, и операции дополнительных сдвигов цифр. Приведем краткое описание алгоритма Карацубы, подробно рассмотренного в работе [2].

Пусть *X* и *Y* представляют собой *n*-значные числа в некотором основании *B*. Для любого положительного целого числа *m*, которое меньше *n*, каждое число может быть представлено в виде

$$X = X_1 \cdot B^m + X_0 ,\ Y = Y_1 \cdot B^m + Y_0 ,$$

где X_0 и Y_0 меньше, чем B^m, тогда произведение выглядит следующим образом:

$$X \cdot Y = (X_1 \cdot B^m + X_0) \cdot (Y_1 \cdot B^m + Y_0) = Z_2 \cdot B^{2m} + Z_1 \cdot B^m + Z_0 ,$$

где $Z_2 = X_1 \cdot Y_1$, $Z_1 = X_1 \cdot Y_0 + X_0 \cdot Y_1$, $Z_0 = X_0 \cdot Y_0$. Эти формулы требуют 4 операции умножения. Карацуба заметил, что мы можем вычислить произведение $X \cdot Y$ в три операции, с помощью дополнительных преобразований. Действительно, пусть $Z_2 = X_1 \cdot Y_1$, $Z_0 = X_0 \cdot Y_0$, $Z_1 = (X_1 + X_0) \cdot (Y_1 + Y_0) - Z_2 - Z_0$. Таким образом,

$$Z_1 = (X_1 \cdot Y_1 + X_1 \cdot Y_0 + X_0 \cdot Y_1 + X_0 \cdot Y_0) - X_1 \cdot Y_1 - X_0 \cdot Y_0 = X_1 \cdot Y_0 + X_0 \cdot Y_1 .$$

В качестве примера работы алгоритма вычислим произведение чисел 1234 и 5678. Выберем $B = 10$ и $m = 2$. Получим: $1234 = 12 \cdot 10^2 + 34$,

$5678 = 56 \cdot 10^2 + 78$, $Z_2 = 12 \cdot 56 = 672$, $Z_0 = 34 \cdot 78 = 2652$,

$Z_1 = (12+34) \cdot (56+78) - Z_2 - Z_0 = 46 \cdot 134 - 672 - 2652 = 2840$.

Результат:

$$Z_2 \cdot 10^{2 \cdot 2} + Z_1 \cdot 10^2 + Z_0 = 672000 + 284000 + 2652 = 7006652 .$$

Описанный выше алгоритм Карацубы был реализован в программной среде MS Visual C++ 6.0. В программу посредством стандартных классов C++ был встроен таймер, фиксирующий время, затрачиваемое на умножение чисел. Время умножения числа и число разрядов являлись выходными параметрами программы. Входными данными программы являлись два «длинных» числа, значение каждого разряда которых заполнялось при помощи встроенного в язык C генератора случайных чисел. Программа запускалась не менее 10 раз на ПК со следующими параметрами: ASUS G1S C2D 2.2GHz/2Gb DDRII RAM/250Гб/DVD-RW/WinXP Pro SP3. При каждом запуске программы время умножения оказывалось разным. Поэтому оно усреднялось по всем реализациям. Результаты работы программы представлены на рис. 1 в виде зависимостей времени умножения от числа разрядов.

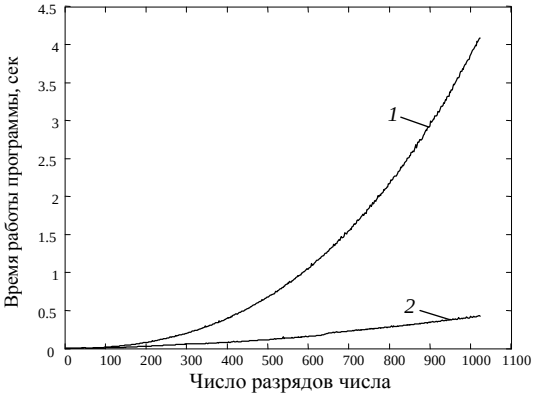


Рис. 1. Зависимость времени умножения числа от количества разрядов:
1 – метод умножения «столбиком», реализованный в программе;
2 – метод на основе алгоритма Карацубы, реализованный

Как следует из рис. 1 при разрядности чисел порядка 10^3 скорость вычисления их произведения методом Карацубы почти на порядок больше, чем обычным методом умножения. Это согласуется с теоретическими оценками сложности вычислений этими методами. Действительно теоретическая сложность вычислений метода «столбиком» оценивается соотношением [3]

$$N_{\text{ст}} = O(n^2), \quad (1)$$

где n – исследуемое число. В свою очередь теоретическая сложность метода на основе алгоритма Карацубы оценивается как [2]

$$N_{Кц} = O(c \cdot n^{\log_2 3}) = c \cdot O(n^{1.58}), \quad (2)$$

где n – разрядность числа; c – некоторая константа. Из формул (1) и (2) следует, что при $n \approx 10^3$ отношение $N_{\text{Кц}} / N_{\text{ст}}$ имеет порядок 10.

Высокая вычислительная сложность метода умножения «столбиком» делает его малопригодным для реальных вычислений. В свою очередь метод на основе алгоритма Карацубы-Офмана показывает высокую эффективность данного метода для умножения «длинных» чисел.

Таким образом, в работе в среде MS Visual C++ 6.0 реализованы алгоритмы умножения «длинных» чисел на основе методов «столбиком» и Карацубы. Показано, что вычислительная сложность реализованной программы умножения методом Карацубы-Офмана несколько ниже теоретической оценки сложности. Поэтому использование этой программы в системах криптографической защиты информации представляется перспективным.

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке РФФИ (грант 09-02-99024 р_офи).

ЛИТЕРАТУРА

1. Вельшенбах М. Криптография на C и C++ в действии / М. Вельшенбах. М.: Триумф, 2004. 454 с.

2. Василенко О.Н. Теоретико-числовые алгоритмы в криптографии / О.Н. Василенко. М.: МЦНМО, 2003. 258 с.

3. Коблиц Н. Курс теории чисел и криптографии / Н. Коблиц, А.М. Зубков. М.: ТВП, 2001. 10 с.

МНОГОЭТАЖНАЯ ПЛАНАРНАЯ АНТЕННА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДИПОЛЕЙ

Е.В. Дмитриченко, инженер, А.И. Миллер, ведущий инженер

г. Томск, ЗАО «НПФ «Микран», т. 413-403, prohogiy@micran.ru

Микрополосковые антенны обеспечивают высокую повторяемость размеров, низкую стоимость, малую металлоемкость, габаритные размеры, массу, а также трудоемкость настройки [1].

В статье представлены результаты моделирования в программе электродинамического анализа многоэтажной планарной антенны, построенной по принципу добавления этажей. Трехмерная модель антенны представлена на рис. 1.

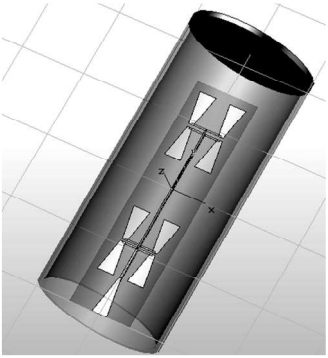


Рис. 1. Модель многоэтажной антенны

В процессе выполнения работы были решены проблемы питания и согласования уровней. Питающая линия была заведена непосредственно между излучателями, что позволило равномерно поделить мощность между ними. Также, благодаря трансформатору на линиях с лицевой связью, несимметричный вход антенны преобразуется в симметричный, что обеспечивает согласование с фидером. Необходимый набег фазы между этажами был получен благодаря правильно подобранной длине питающей линии.

Отличием данной антенны от существующих аналогов являются более широкая рабочая полоса и коэффициент усиления. Данные улучшения были получены благодаря расширению излучателей [2].

В процессе моделирования в программе электродинамического анализа была получена характеристика коэффициента отражения (КО). Из рис. 2 видно, что ширина рабочей полосы равна 23%.

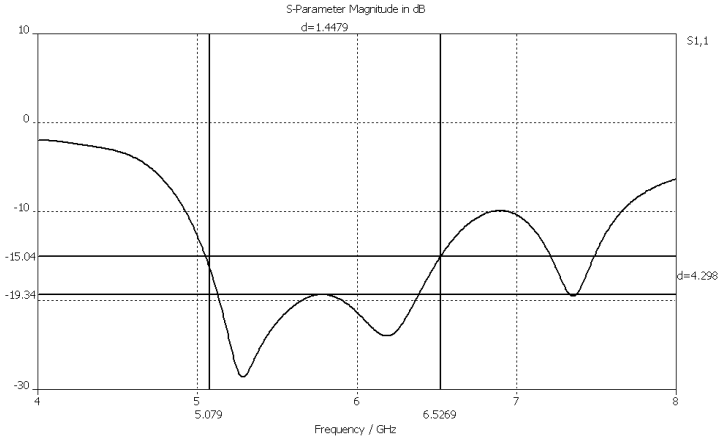


Рис. 2. Характеристика КО антенны

На рис. 3 представлена ДН антенны, которая имеет круговую характеристику, ужатую с боков, что обусловлено тем, что конструкция имеет плоскую структуру.

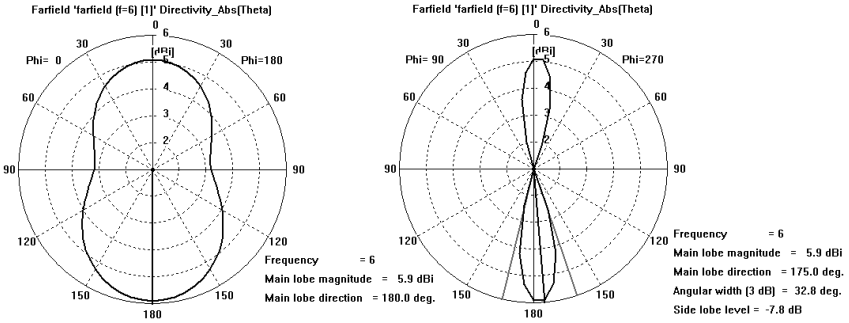


Рис. 3. ДН антенны в полярной системе координат

На основе выполненных расчетов был изготовлен опытный образец антенны и измерены его характеристики. В результате было получено достаточное сходство расчетных и экспериментальных данных.

ЛИТЕРАТУРА

1. Панченко Б.А., Нефедов Е.И. Микрополосковые антенны. М.: Радио и связь, 1986. 73 с.

2. Ширман Я.Д. Радиоволноводы и объемные резонаторы. М.: Связьиздат, 1959. 380 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ВИБРАТОРНЫХ АНТЕНН

А.В. Дюдяев, студент 4-го курса,
В.А. Замотринский, к.т.н., доцент каф. СВЧ и КР
г. Томск, ТУСУР

Теория вибраторных антенн, так как она преподается в настоящее время в вузах, основана на синусоидальном законе распределения тока по длине вибратора. Это приближение достаточно хорошо описывает характеристики антенн, связанные с расчетом напряженности поля в дальней зоне антенны. В то же время для расчета входного сопротивления вибраторных антенн приходится применять различные уточнения, например: метод эквивалентной линии с потерями [1], метод комплексного вектора Пойнтинга [2], метод наведенных ЭДС [3] и др. Реальный закон распределения тока может быть найден из интегральных уравнений для тока [1–4]. Решение таких уравнений производится

численными методами, например методом моментов [4]. При этом антенна разбивается на отдельные отрезки – сегменты и токи в них определяются путем решения системы линейных алгебраических уравнений. О научном интересе к проблеме входного сопротивления вибраторных антенн свидетельствует выход в 2005 г. справочника [5]. Доступная компьютерная программа «MMANA», реализующая метод моментов, была разработана японским программистом Makoto Mori в 2000 г. [6–8]. Программа позволяет: определять распределение тока в вибраторах антенны, рассчитывать диаграмму направленности, входное сопротивление, коэффициент направленного действия и другие параметры антенны в заданной полосе частот.

Еще одной проблемой в теории вибраторных антенн является расчет параметров петлевого вибратора. Несмотря на широкое практическое применение петлевого вибратора, в известной литературе отсутствуют данные о взаимных сопротивлениях петлевого вибратора и обычного.

В задачу данной работы входило:

1) сравнение результатов расчета входного сопротивления симметричного вибратора различными методами;

2) сравнение результатов расчета петлевого вибратора известными методами [9] и по программе «MMANA».

Исследование входного сопротивления полуволнового вибратора. В качестве исследуемых вибраторов выбирались симметричные вибраторы, близкие по длине к полуволновым, поскольку на практике в основном применяются именно такие вибраторы. На рис. 1 приведены результаты расчета различными способами активной и реактивной части входного сопротивления. Длина плеча вибратора L = 0,25 м, радиус трубки R = 12,5 мм.

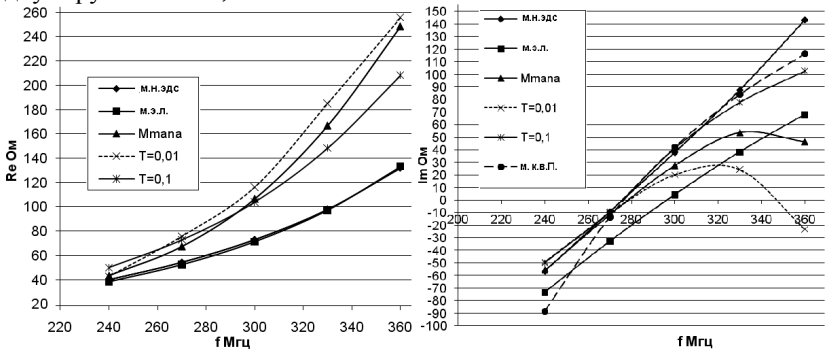


Рис. 1. Зависимости $R_{вх}$ и $X_{вх}$ симметричного вибратора от частоты. Обозначения: м.н. ЭДС – метод наведенных ЭДС; м.э.л. – метод эквивалентной линии; T = 0,01 и T = 0,1 – данные по [5]; $T = \Delta/L$ зазор в центре вибратора

Анализ полученных данных приводит к следующим выводам:

1) Активная часть входного сопротивления, рассчитанная через интегральные уравнения, отличается от принятого в учебной литературе значения (для полуволнового вибратора 73,1 Ом).

2) Реактивная часть входного сопротивления существенно зависит от ширины зазора в центре вибратора (T = 0,1 и T = 0,01), в особенности при уходе от резонансной частоты.

3) Наибольшую ошибку при определении резонансной частоты полуволнового вибратора дает метод эквивалентной линии.

Исследование петлевого вибратора. Петлевые вибраторы широко используются как самостоятельные антенны, так и в качестве активного вибратора в директорных антеннах. В учебной литературе общепринятым считается утверждение, что водное сопротивление петлевого вибратора в 4 раза больше, чем у соответствующего разрезного. Теория петлевого вибратора в приближении синусоидального распределения тока рассмотрена в [9]. Ниже приведено сравнение расчетов входного сопротивления петлевого вибратора по формулам, взятым из [9], учетверенные сопротивления разрезного вибратора – по методу наведенных ЭДС и по программе MMANA. В качестве исследуемого выбран петлевой вибратор с полной длиной 2L = 0,5 м, радиусом трубок 5 мм, расстоянием между центрами трубок 5 см.

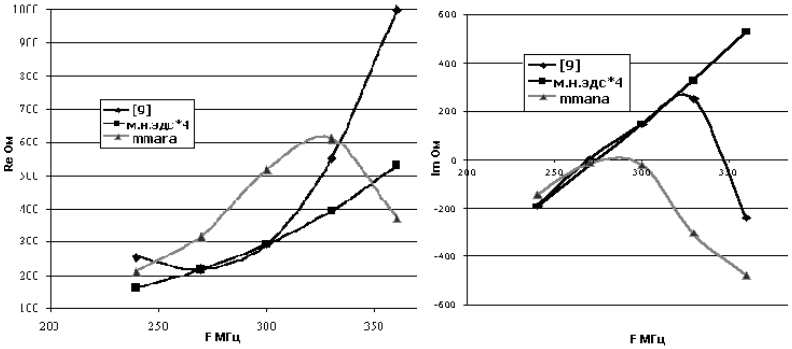


Рис. 2. Зависимости $R_{вх}$ и $X_{вх}$ петлевого вибратора от частоты

Итак, сравнивались три способа вычисления входного сопротивления петлевого вибратора: по формулам из книги Айзенберга и др. [9] учетверенное сопротивление соответствующего разрезного и по программе «MMAMA». Из рисунков видно, что на частотах ниже резонансной наблюдается неплохое соответствие, а на частотах выше резонансной – расхождение сильно увеличивается. Объяснения этому

факту пока не найдено. В дальнейшем планируется сравнить эти данные с экспериментальными.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сазонов Д.М. Антенны и устройства СВЧ. М.: Высшая школа, 1988. 432 с.
2. Антенны и устройства СВЧ / Ред. Д.И. Воскресенский. М.: Советское радио, 1972. 320 с.
3. Яцкевич В.А. Логопериодические антенны. Москва; Вологда, 1994.
4. Вычислительные методы в электродинамике / Ред. Р. Митра. М.: Мир, 1977. 350 с.
5. Сочилин А.В., Эминов С.И. Таблицы входных сопротивлений вибраторных антенн: Справочник. М.: Радиотехника, 2005.
6. Гончаренко И.В. Антенны КВ и УКВ. Ч. 1. Компьютерное моделирование. MMANA. М.: РадиоСофт, 2004. 128 с.
7. Гончаренко И.В. Антенны КВ и УКВ. Ч. 2. Основы и практика. М.: РадиоСофт, 2006. 288 с.
8. Гончаренко И.В. Антенны КВ и УКВ. Ч. 3. Простые КВ антенны. М.: РадиоСофт. 2006, 288 с.
9. Айзенберг Г.З. и др. Коротковолновые антенны. М.: Радио и связь, 1985. 536 с.

АКТИВНЫЙ ФНЧ

Д.Р. Егорушкина, Д.А. Шведова, студентки 4-го курса каф. СРС,
Е.В. Григорьев, инженер ЗАО «НПФ «Микран»
г. Томск, ТУСУР, т. 413-709, mrc@main.tusur.ru

При цифроаналоговом преобразовании сигнала в спектре присутствует зеркальная составляющая на частоте – $f_{зк}$, которая рассчитывается по формуле $f_{зк} = f_д - f_{нес}$, где $f_д$ – частота дискретизации; $f_{нес}$ – несущая частота сигнала. Для уменьшения помех возникающих при переносе спектра, появляется задача максимального подавления зеркального канала.

В данной работе приведены результаты расчета и моделирования активного фильтра нижних частот (ФНЧ) на базе операционного усилителя (ОУ) для фильтрации зеркального канала и усиления сигнала до уровня, необходимого смесителю.

Основные технические требования:

- частота дискретизации цифроаналогового преобразователя (ЦАП) $f_д$ = 40 МГц;
- формирование спектра осуществляется на $f_{нес}$ = 0 МГц, ширина спектра составляет 10 МГц;

- коэффициент усиления $K_р$ = 6 дБ;
- частота среза $F_с$ = 12 МГц;
- подавление зеркального канала $f_{зк}$ = 40 МГц не менее 30 дБ;
- неравномерность АЧХ в полосе пропускания $F_с$ не более 1 дБ;
- допускается использование только одного операционного усилителя.

В качестве ОУ выбран усилитель AD8132, имеющий следующие характеристики [1]:

частота единичного усиления – 350 МГц по уровню –3 дБ;

спектральная плотность шума, приведенная ко входу 26 нВ/√Гц;

напряжение питания ±5 В.

Данный ОУ имеет низкую цену и предназначен для управления аналого-цифровыми преобразователями (АЦП).

Сравнительный анализ возможных вариантов для решения поставленной задачи [2, 3] привел к необходимости реализации активного фильтра 4-го порядка. Практически задача сводится к необходимости каскадного включения активных фильтров второго порядка, что недопустимо по требованию к числу активных элементов фильтра.

По заданному значению частоты среза были рассчитаны номиналы элементов схемы простейшего фильтра 4-го порядка на входе ОУ. В нем использованы Г-образные звенья с одинаковыми частотами среза. Схема фильтра с расчетными номиналами элементов приведена на рис. 1.

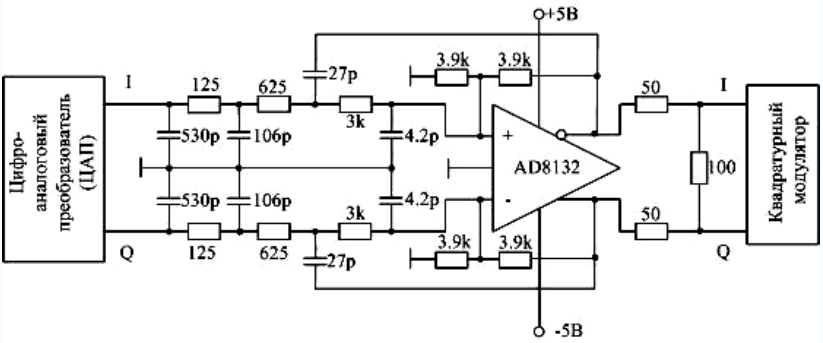


Рис. 1. Схема симметричного ФНЧ на ОУ AD8132

Коэффициент передачи, подавление зеркальной составляющей представлены на рис. 2.

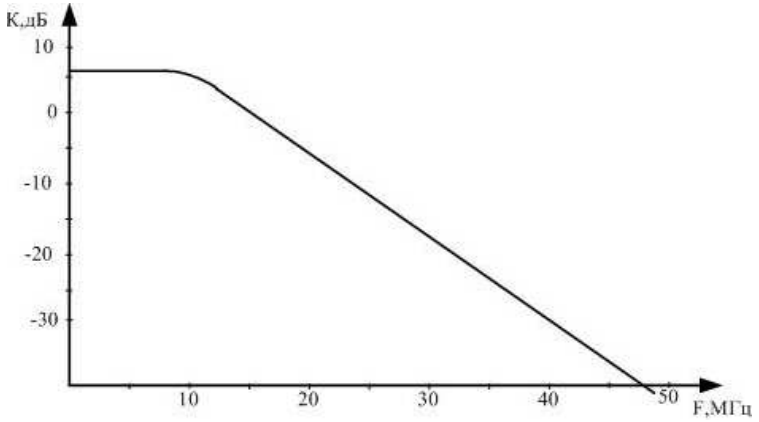


Рис. 2. АЧХ фильтра

В результате работы рассчитан и промоделирован ФНЧ 4-го порядка на базе ОУ, обеспечивающий подавление на частоте зеркального канала 36 дБ, усиление, равное 6 дБ, и неравномерность АЧХ 0,5 дБ.

ЛИТЕРАТУРА

1. AD 8132 Low-Cost, High-Speed Differential Amplifier AD8132. Analog Devices 2006.

2. Мошиц Г., Хорн П. Проектирование активных фильтров: Пер. с англ. М.: Мир, 1984.

3. Колесов И.А. Проектирование аналоговых устройств на операционных усилителях: Учеб.-метод. пособие по курсовому проектированию аналоговых устройств. Томск: Изд-во Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники, 2007.

ИСЛЕДОВАНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ ОБРАЗЦОВ В ОБЪЕМНОМ ЦИЛИНДРИЧЕСКОМ РЕЗОНАТОРЕ

В.В. Головко, Д.А. Митник, студенты 4-го курса РТФ

г. Томск, ТУСУР

Резонансные методы измерения электрических параметров веществ находят широкое применение в самых различных диапазонах частот, обеспечивая сравнительно высокую точность получаемых результатов. Основная идея резонансных методов, несмотря на различный характер ее технического воплощения, состоит в наблюдении резонансных кривых колебательного контура, в который введен образец

исследуемого диэлектрика. Изучение резонансных кривых до и после внесения диэлектрика позволяет по добротности и его резонансной частоте определить диэлектрическую проницаемость образца.

В работе резонансный метод рассмотрен в приближении теории малых возмущений, т.е. в предположении, что исследуемый образец диэлектрика должен иметь объем намного меньше объема резонатора.

Рис. 1. Резонатор

В установке в сантиметровом диапазоне длин волн использован объемный резонатор диаметром 44,4 мм и с регулируемой высотой до 35,7 мм с коаксиальным типом возбуждения (рис. 1). Используется наиболее низкочастотный вид колебаний E_{010}, обладающий только продольной компонентой E_z. Электрическое поле имеет в центре резонатора максимальную напряженность E_0, определяемую подводимой мощностью, и достигает нулевого значения на стенке резонатора. Следовательно, при измерении образцы необходимо помещать вдоль оси резонатора.

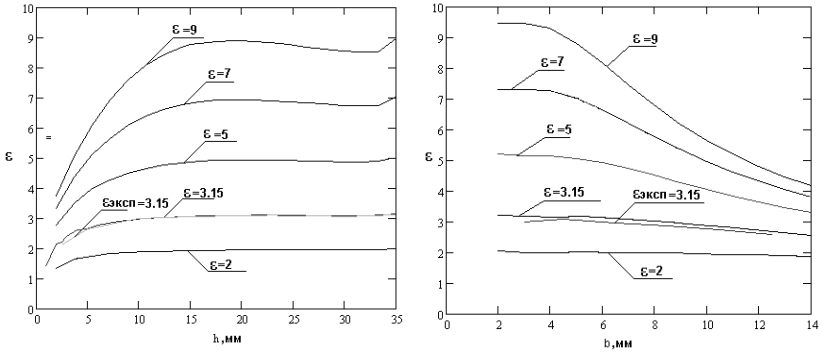
Для основного типа колебания используем формулу [1]:

$$\varepsilon = 1 + 2\frac{a^2 L}{b^2 h}\frac{\Delta f}{f_0}\frac{J_1^2(\nu_{01})}{J_0^2\left(\frac{\nu_{01} b}{a}\right) + J_1^2\left(\frac{\nu_{01} b}{a}\right)}, \qquad (1)$$

где $\nu_{01} = 2{,}405$ – первый корень производной функции Бесселя нулевого порядка; $\frac{a^2 L}{b^2 h} = \frac{V_0}{V_\varepsilon}$ – отношение объема пустого резонатора V_0 к объему исследуемого диэлектрика V_r; f_0 – резонансная частота полого резонатора; Δf – уход резонансной частоты после внесения в резонатор образца; h, L – высоты образца и резонатора соответственно; a – радиус резонатора; b – радиус образца.

Для анализа точности метода измерения используем моделирование резонатора в САПР. При моделировании были рассмотрены зависимости влияния изменения диаметра и высоты на измеряемую диэлектрическую проницаемость различных материалов.

Полученные результаты для диэлектрических образцов разной высоты (2–35 мм) с одинаковым диаметром (4,5 мм) приведены на рис. 2, *а*), для диэлектрических образцов одинаковой высоты (35 мм) с разным диаметром (2–14 мм) – на рис. 2, *б*. Вычислительные эксперименты проводились для материалов с диэлектрической проницаемостью: 2; 3,15; 5; 7; 9.



а *б*

Рис. 2. График зависимости диэлектрической проницаемости от высоты диэлектрика (при d = 4,5 мм), где $\varepsilon_{эксп}$ – экспериментальная зависимость (*а*); график зависимости диэлектрической проницаемости от диаметра диэлектрика, где $\varepsilon_{эксп}$ – экспериментальная зависимость (*б*)

Для подтверждения результатов моделирования были изготовлены образцы цилиндрической формы с различными геометрическими размерами из материала Ultim 2000 (ε = 3,15).

Анализируя полученные результаты рис. 2, *а*, видно, что экспериментальная зависимость диэлектрической проницаемости от высоты диэлектрика и эта же зависимость, полученная в САПР, – полностью совпадают, различия возникают только при малом диаметре образца. Видно также, что для образцов с большей диэлектрической проницаемостью дисперсия ошибки ε от высоты образца возрастает. Для уменьшения погрешности следуют брать образцы либо полной высоты, либо значение высоты, принадлежащее линейному участку на графике зависимости ε от h.

Исходя из полученных зависимостей рис. 2, *б* диэлектрической проницаемости от диаметра образцов, можем сделать вывод, что наиболее точные результаты дают образцы с диаметром, который намного меньше диаметра резонатора. Однако изготовление образцов с меньшим радиусом сопряжено с трудностями обработки и увеличением погрешностей, обусловленных неточностью размеров образца. Другими словами, значительное уменьшение радиуса образца нецелесообразно, т.к. увеличивает погрешность измерения. Для образцов с большей диэлектрической проницаемостью ($\varepsilon \geq 4$) кривая зависимости с увеличением диаметра искажается сильнее.

При исследовании образцов с h L метод малых возмущений оказывается неприменим. Это обстоятельство ограничивает возможность

применения метода для диэлектриков с небольшими значениями проницаемости ($\varepsilon < 7$). Лучшие результаты получаются при использовании образцов, высота которых совпадает с высотой резонатора, которыми обычно и следует пользоваться при измерениях, а также при использовании образцов с диаметром 2–6 мм.

Резонаторы, возбужденные на *E*-типе колебаний, обеспечивают погрешность измерения ε 5% [2], что можно пронаблюдать на полученных графиках по результатам экспериментов на макете.

ЛИТЕРАТУРА

1. Исследование диэлектриков на сверхвысоких частотах / А.А. Брандт. М.: Физматлит, 1963. 333 с.

2. Завьялов А.С. Исследование колебаний в цилиндрическом резонаторе: Методические указания. Томск: ТГУ, 2002. 14 с.

АВТОМАТИЧЕСКОЕ ЗАРЯДНОЕ УСТРОЙСТВО «КЕДР 15 А»

С.В. Ильина, студентка 5-го курса, каф. СВЧ и КР,
О.В. Петля, студент 4-го курса, каф. РЗИ,
Б.И. Авдоченко, доцент каф. РЗИ
г. Томск, ТУСУР, т. 413-365, avdochenkobi@rzi.tusur.ru

Разработка зарядного устройства (далее ЗУ) проводилась с целью расширения номенклатуры и модернизации выпускаемой в ОАО НИИПП продукции. Для снижения массы, материалоемкости, повышения КПД в ЗУ используются повышенная частота преобразования напряжения и современная элементная база. ЗУ предназначено для ускоренного заряда автомобильных аккумуляторов в режиме зарядки постоянным напряжением.

Максимальный ток зарядки устанавливается в начале зарядки, по мере заряда аккумулятора ток снижается по закону ампер-часов, с целью ликвидации кипения электролита. После окончания заряда поддерживается средний ток, равный току саморазряда аккумулятора до момента отключения ЗУ, автоматически поддерживая режим 100% заряженности. Применение подобного режима зарядки аналогично зарядке аккумулятора от бортовой сети автомобиля и позволяет быстро зарядить аккумулятор без сокращения срока его службы.

Структурная схема ЗУ приведена на рис. 1.

Сетевое напряжение 220 В, 50 Гц преобразуется с помощью высоковольтного выпрямителя в постоянное, которое с помощью коммутатора преобразуется в последовательность импульсов высокой частоты.

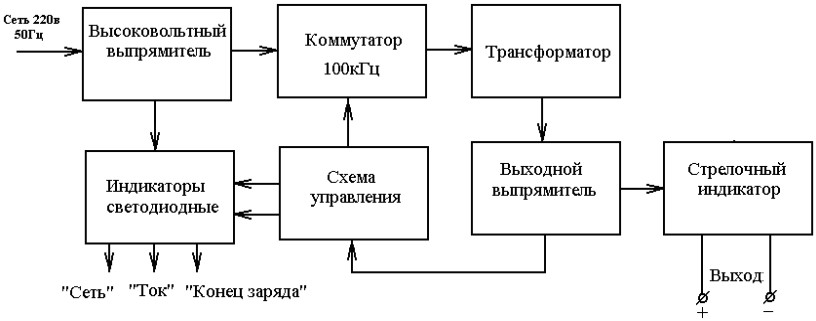


Рис. 1. Структурная схема зарядного устройства

Трансформатор снижает высокое напряжение до напряжения зарядки аккумуляторов. С выходного выпрямителя через стрелочный индикатор тока зарядки ток поступает на выходные клеммы ЗУ.

Электрическая схема ЗУ приведена на рис. 2.

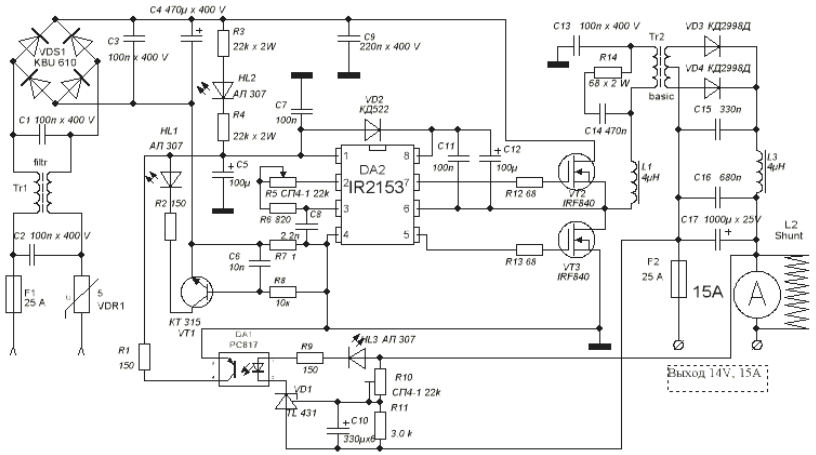


Рис. 2. Электрическая схема зарядного устройства

При подаче сетевого напряжения через ограничительный терморезистор VDR1 и диодный мост VDS1 заряжается конденсатор C4 до напряжения примерно 310 В. Конденсаторы C1 и C2 совместно с дифференциальным трансформатором Tr1 служат для развязки сети от импульсных помех высокой частоты. При заряде конденсатора C5 через резисторы R3, R4 и индикаторный диод HL2 «Сеть» до напряжения включения генератора со встроенным драйвером DA2, с его выхо-

да на входы полумостового коммутатора на транзисторах VT2,VT3 поступают импульсы управления, и первичная обмотка трансформатора Tr2 поочередно подключается к плюсу или минусу источника высокого напряжения. Второй конец первичной обмотки трансформатора через разделительный конденсатор C13 подключен к общему проводу. Со вторичной обмотки трансформатора переменное напряжение выпрямляется диодами VD3,VD4, сглаживается фильтром C15, L2, C16, C17 и через стрелочный индикатор тока попадает на выходные клеммы зарядного устройства, к которым подключается аккумуляторная батарея.

При увеличении тока в нагрузке увеличивается средний ток, протекающий через транзисторы VT2, VT3 и резистор R7. При повышении напряжения на резисторе R7 до напряжения отпирания транзистора VT1 увеличивается ток, протекающий через резистор R2, индикаторный светодиод HL1 «Перегрузка по току» и увеличивает падение напряжения на резисторах R3, R4. Напряжение питания микросхемы DA2 (вывод 1), снижается до напряжения отключения. Коммутатор VT2, VT3 прекращает работу, выходной ток снижается. После разряда конденсатора C6 до напряжения отключения транзистора происходит новое включение микросхемы DA1, и цикл повторяется.

Уровень ограничения напряжения определяется напряжением стабилизации управляемого стабилитрона VD1 и устанавливается резистором R10. При открывании стабилитрона увеличивается ток через ограничивающий резистор R9 и индикатор HL3 «Конец заряда». Для гальванической развязки выхода ЗУ от сети используется оптрон DA1, выход которого подключен к выводу питания микросхемы DA2. При открывании оптрона напряжение питания микросхемы DA2 снижается до напряжения отключения преобразователя.

При зарядке сильно разряженных или неисправных аккумуляторах происходит отключение ЗУ при достижении током величины тока заряда 16±1 А, при этом загорается индикатор «Ток». Ток на выходе устройства снижается, и происходит повторное включение ЗУ. Цикл «Включение – выключение» повторяется до снижения тока зарядки ниже уровня ограничения, по мере зарядки аккумулятора.

На Центральной испытательной станции ОАО НИИПП были сняты основные технические характеристики ЗУ:

- максимальное выходное напряжение после зарядки 13,9±0,2 В
- номинальный выходной ток 15 А
- максимальный выходной ток (в режиме отключения ЗУ) 16±1А
- напряжение питания 220 В±10%
- потребляемая мощность не более 300 Вт
- габаритные размеры 180×130×80 мм

Проведенные испытания показали высокие технические характеристики разработанного устройства и конкурентоспособность на внешнем рынке. Устройство включено в план серийного производстве ширпотреба ОАО НИИПП в 2009 г.

ПЕРВЫЙ КОНВЕРТОР СКАЛЯРНОГО АНАЛИЗАТОРА СПЕКТРА

Н.М. Харитонов, студент 4-го курса РТФ,
каф. средств радиосвязи
г. Томск, ТУСУР, т. 413-709, mrc@main.tusur.ru

Существующий вариант блока первого конвертора (К1) скалярного анализатора спектра СК4М-1000 представляет собой повышающий преобразователь частоты. Он не обеспечивает требуемую заказчиками нижнюю граничную частоту. Разрабатываемый вариант конвертора должен обеспечивать следующие технические характеристики:

- диапазон входных частот 1 кГц – 1 ГГц;
- промежуточная частота 4570±15 МГц;
- коэффициент передачи: без малошумящего усилителя не менее –10 дБ; с усилителем – не менее 25–30 дБ (переключение коммутатором с электронным управлением);
- коэффициент шума при включенном МШУ не более 5 дБ;
- максимально допустимый уровень входного сигнала: с МШУ – 20 дБм; без МШУ – 0 дБм;
- уровень входного сигнала гетеродина 0 дБм;
- завал АЧХ КП1 на нижних частотах не более 5 дБ.
- номинальное напряжение питания К1 +12 В;

Конвертор К1 реализуется в виде платы 55×45 мм^2. Цена комплектующих минимальна.

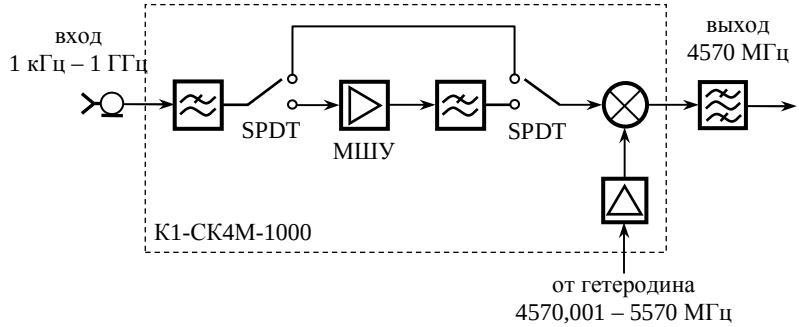


Рис. 1. Структурная схема преобразователя частот К1

В качестве фильтров нижних частот выбраны керамические LFCN-1380 с частотой среза 1380 МГц, обеспечивающие затухание в диапазоне рабочих частот не более 0,5 дБ. Фильтр дешев ($1,5), имеет малые габариты (3,2×1,5 мм^2) [1].

Диодный смеситель, обеспечивающий требуемые технические характеристики –К1, выполнен на микросхемах HMC553 с ослаблением 7 дБ [2].

Для обеспечения требуемого коэффициента передачи необходимо применить широкополосные МШУ с усилением около 35–40 дБ. Одной из немногих микросхем УПТ, имеющих высокий коэффициент усиления в заданном диапазоне частот, является усилитель SBW-5089. Коэффициент передачи его 20 дБ в диапазоне частот от 0 до 8 ГГц. Два каскада на микросхемах SBW-5089 обеспечивают требуемый коэффициент усиления [3].

Для обеспечения необходимого уровня сигнала гетеродина был применен самый дешевый усилитель HMC441 с коэффициентом усиления 14 дБ [4].

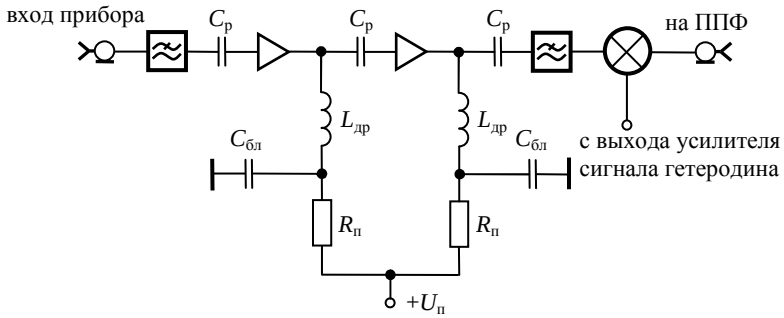


Рис. 2. Упрощенная схема конвертора

Проблемой разработки К1 была минимизация потерь сигнала на нижних частотах. Эти потери обусловлены малыми допустимыми номиналами емкостей разделительных конденсаторов $C_р$, индуктивностей дросселей $L_{др}$ и сопротивлений резисторов $R_п$.

Требуемая емкость $C_р$, исходя из допустимого завала АЧХ на нижней частоте, составляет около 20 мкФ. Единственным целесообразным решением было использование керамических чип-конденсаторов номиналом 10 мкФ. От применения конденсаторов с большими номиналами пришлось отказаться, так как на верхних частотах они имеют собственный резонанс, что приводит к завалу АЧХ в области верхних частот рабочего диапазона.

Во избежание утечки сигнала в цепь питания на нижних частотах необходимо увеличение индуктивности дросселя и сопротивления $R_{\text{п}}$. Поэтому в схеме просто использованы чипы самого большого имеющегося номинала 4,7 мкГн. Максимально увеличить сопротивление $R_{\text{п}}$, удалось только выбором максимального из допустимого ряда напряжения питания +12 В. Зная ток, потребляемый усилителем SBW-5089, I_{SBW}, равный 80 мА, и напряжение питания U_{SBW}, равное 4,9 В, нетрудно рассчитать величину $R_{\text{п}}$

$$R_{\text{ветви}} = R_{L\text{др}} + R_{\text{п}} = \frac{U_{\text{п}} - U_{\text{SBW}}}{I_{\text{SBW}}},$$

где $R_{L\text{др}} \approx 4$ Ом – омическое сопротивление дросселя $L_{\text{др}}$.

Отсюда $R_{\text{п}} = \frac{U_{\text{п}} - U_{\text{SBW}}}{I_{\text{SBW}}} - R_{L\text{др}} = \frac{12 - 4{,}9}{0{,}08} - 4 = 85$ Ом.

Емкость блокировочных конденсаторов $C_{\text{бл}}$ для обеспечения развязки каскадов усилителя по питанию на верхних частотах должна быть более 200 пФ.

Подключение канала с МШУ осуществляется электромеханическими переключателями Anritsu MM300023A.

Макетирование показало, что разрабатываемый вариант К1 обеспечивает требуемые параметры функционирования: коэффициент передачи с МШУ не менее 28 дБ, завал на частоте 1 кГц не более 4 дБ, коэффициент шума не более 5 дБ. При этом цена элементной базы (около $20) оказалась вполне приемлемой.

ЛИТЕРАТУРА

1. www.minicircuits.com/cgi-bin/modelsearch?search_type, LFCN-1380.
2. www.hittite.com/content/documents/data_sheet/hmc553.
3. www.sirenza.com/documents/products/1048/SBW-5089(Z).
4. www.hittite.com/content/documents/data_sheet/hmc441.

ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ

М.О. Кожелюк, студент 5-го курса, А.А. Титов, д.т.н., проф.
г. Томск, ТУСУР, т. 413-365, TitovAA@rzi.tusur.ru

По мере развития систем связи, навигации и радиолокации, систем радиовещания возрастает потребность в передаче радиосигналов на большие расстояния. Одновременно возрастают требования к таким параметрам указанных радиотехнических систем и комплексов, как коэффициент полезного действия (КПД), уровень выходной мощности,

полоса рабочих частот, линейность амплитудной и неравномерность амплитудно-частотных характеристик, массогабаритные показатели, стоимость, которые в значительной мере определяются применяемыми в них широкополосными усилителями мощности (ШУМ). Одним из основных при этом является требование повышения энергетических характеристик используемых усилителей, то есть требование повышения их выходной мощности и КПД.

Реальный коэффициент усиления одного каскада многокаскадного усилителя мощности ОВЧ- и УВЧ-диапазонов составляет величину порядка 4–10 дБ. В этом случае увеличение коэффициента усиления каждого каскада, например на 2 дБ, позволяет повысить КПД всего усилителя в 1,2–1,4 раза. В усилителях мощности ОВЧ- и УВЧ-диапазонов выравнивание амплитудно-частотной характеристики (АЧХ), обеспечение режима максимального использования усилительных свойств применяемых транзисторов и постоянства сопротивления нагрузки для внутреннего генератора транзистора выходного каскада достигаются благодаря использованию межкаскадных корректирующих цепей (МКЦ). Современные методы параметрического синтеза усилительных каскадов с МКЦ не позволяют осуществлять реализацию максимально возможного для заданного схемного решения коэффициента усиления при одновременном обеспечении заданного допустимого уклонения АЧХ от требуемой формы.

Для проведения на кафедре РЗИ ТУСУР исследований по разработке устройств регулировки и модуляции амплитуды мощных сигналов необходим ШУМ с выходной мощностью 10…15 Вт в полосе частот 10…200 МГц. В связи с этим была поставлена задача разработки такого усилителя.

В качестве усилительного элемента выходного каскада ШУМ был выбран линейный СВЧ-транзистор типа КТ970А. Для достижения повышенного КПД и сокращения стоимости усилителя проведен сравнительный анализ использования различных схемных решений построения МКЦ [1] и выбрана четырехполюсная МКЦ третьего порядка, обеспечивающая получение максимального коэффициента усиления отдельного усилительного каскада при заданной полосе рабочих частот усилителя и допустимой неравномерности его амплитудно-частотной характеристики. Анализ и оптимизация проводились с использованием пакета программ Microwave Office 2002 фирмы Applied Wave Research.

Для повышения стабильности работы усилителя и исключения влияния детекторного эффекта на его работу была выбрана схема активной коллекторной стабилизации рабочей точки усилительного каскада [1]. С целью повышения выходной мощности усилителя, соответ-

ствующей точке компрессии его амплитудной характеристики, на выходе ШУМ использован трансформатор сопротивлений [1].

Для повышения надежности работы усилителя в его состав включены стабилизатор напряжения, обеспечивающий возможность изменения питающего напряжения в диапазоне 24…30 В, а также схемы защиты от перегрузки по току и от рассогласования по выходу. Для уменьшения тока, потребляемого ШУМ в режиме молчания, в оконечных каскадах усилителя использована автоматическая регулировка потребляемого тока.

В результате была разработана принципиальная схема усилителя, представленная на рис. 2.

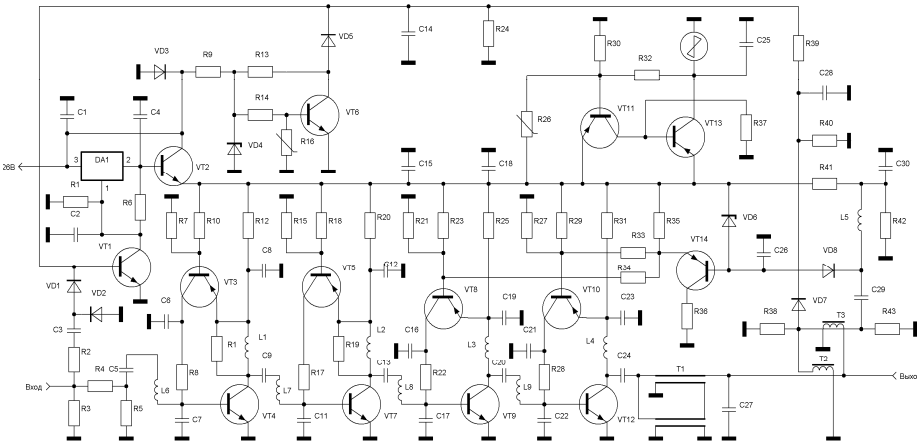


Рис. 2. Принципиальная схема широкополосного усилителя мощности

В соответствии с разработанной электрической принципиальной схемой усилителя разработана его печатная плата (рис. 3). При разработке печатной платы был использован печатный монтаж.

Ожидаемые технические характеристики усилителя:

– полоса пропускания 10...200 МГц;

– неравномерность АЧХ +1,5 дБ;

– коэффициент усиления 40 дБ;

– максимальный уровень выходной мощности, не менее 10 Вт;

– сопротивление генератора и нагрузки 75 Ом;

– усилитель сохраняет работоспособность при изменении нагрузки от холостого хода до короткого замыкания;

– потребляемый ток в режиме молчания 2 А, в режиме максимальной выходной мощности 7 А;

– напряжение питания 24…30 В.

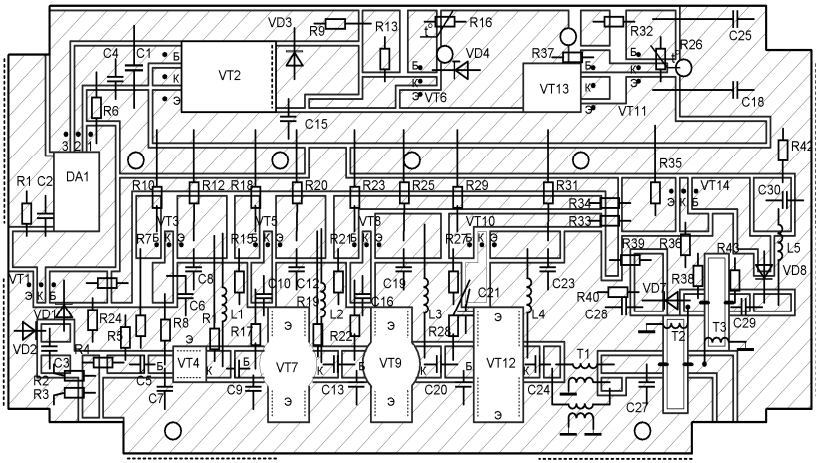


Рис. 3. Печатная плата широкополосного усилителя мощности с элементами

ЛИТЕРАТУРА

1. Титов А.А. Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ. М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2006. 328 с.

УСИЛИТЕЛЬ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ

И.Н. Козлов, студент 4-го курса, каф. СРС

г. Томск, ТУСУР, т. 413-709, mrc@main.tusur.ru

Разрабатываемый усилитель промежуточной частоты (УПЧ) предназначен для использования в векторных или скалярных анализаторах цепей, используемых для контроля устройств радиосвязи, в т.ч. беспроводных 4-го поколения.

УПЧ в 50-омном тракте обеспечивает:

1) неравномерность АЧХ в полосе частот 5…10 МГц не более ±1 дБ;

2) подавление сигналов с частотами более 85 МГц не менее 90 дБ;

3) переключаемый коэффициент передачи: (40±1) дБ при мощности входного сигнала P_{BX} = –50…–30 дБм или (11±1) дБ при P_{BX} = = –50…0 дБм;

4) выходную мощность до 12 дБм.

УПЧ выполнен на 2-канальной схеме (рис. 1).

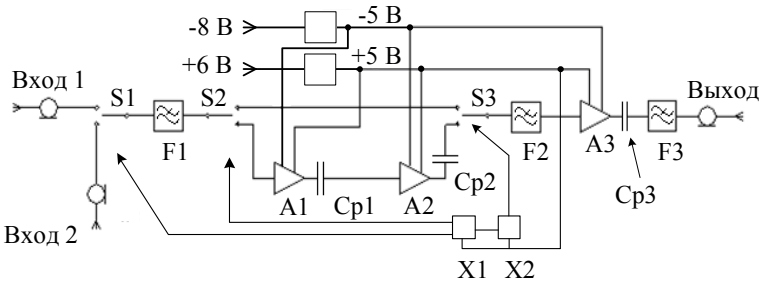


Рис. 1. Структурная схема УПЧ

Переключатель S1 выбирает источник сигнала; переключатели S2 и S3 выбирают канал усиления. Переключатели S1, S2, S3 выполнены на HMC349ms8g [1]. Управление переключателями происходит под действием логических элементов X1 и X2, которые выполнены на NC7WZ04 [1]. Анализируемый сигнал подается на вход 1. На вход 2 подается тестовый сигнал периодической калибровки коэффициента передачи.

Каскады усилителей A1…A3 выполнены по неинвертирующим схемам [2] на высокочастотных ОУ AD8009 с частотой единичного усиления 1 ГГц [1]. Равномерность в полосе рабочих частот и высокочастотный скат АЧХ обеспечиваются ФНЧ F1 (LCFN-105+), F2 (SXLP-36+), F3 (SXLP-10.7). Низкочастотный скат АЧХ усилительных каскадов A1, A2, A3 формируется за счет разделительных конденсаторов C_P1, C_P2, C_P3 на выходах каждого из каскадов. Фильтр F1 обеспечивает затухание сигналов менее 1 дБ в полосе частот до 85 МГц. Фильтр F2 обеспечивает затухание сигналов на 0,1 дБ в полосе рабочих частот и 75 дБ на частоте 85 МГц. Фильтр F3 обеспечивает затухание сигналов на 0,4 дБ в полосе рабочих частот и 73 дБ на частоте 85 МГц.

Каждый из ОУ питается напряжениями +5В и -5В, получаемыми на выходах интегральных стабилизаторов ADP3330ART-5 и MIC5270 [1] соответственно. Стабилизаторы обеспечивают устойчивость работы многокаскадных усилителей, а также фильтрацию напряжения питания. Выходы стабилизаторов блокированы парами параллельно включенных конденсаторов с номиналами 0,1 и 10 мкФ, предназначенных для обеспечения устойчивости усилителя и стабильности его АЧХ на верхних частотах. Согласование с 50-омным трактом достигается путем включения 50-омных резисторов параллельного входу каждого из каскадов усилителя A1…A3 и последовательного включения таких же резисторов на выходах каскадов [2]. В схеме используются керамические резисторы R0805, с мощностью рассеивания 0,125 Вт.

Разработан, настроен и испытан макет УПЧ, выполненный на печатной плате. АЧХ макета УПЧ представлена на рис. 2.

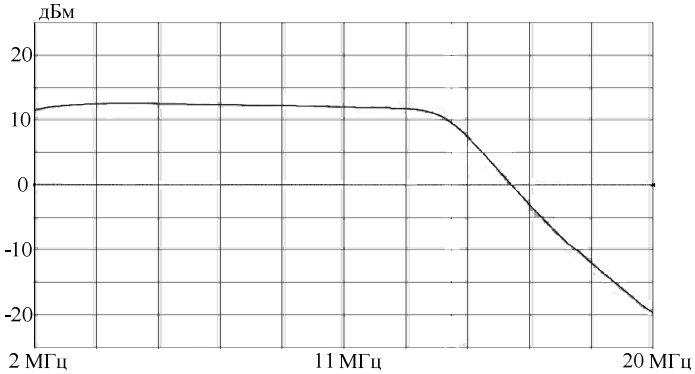


Рис. 2. АЧХ макета УПЧ

Требуемые коэффициент усиления УПЧ и неравномерность его АЧХ обеспечены. Усиление 10…12 дБ обеспечено в полосе частот до 14 МГц. Реально для сигналов с частотами более 85 МГц фильтрами F1, F2, F3 обеспечивается подавление не хуже 110 дБ.

ЛИТЕРАТУРА

1. http://datasheetcatalog.com.Техническая документация на элементы фирм: Analog Devices (Low-Cost, High-Speed Differential Amplifier AD8132, AD8009); Hittite (Non-reflective switch, HMC349MS8G); Mini-circuits (filters LCFN-105, SXLP-36+, SXLP-10.7+); Fairchild TinyLogic (UHS Dual Inverter NC7WZ04). 2008 г.

2. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Т. 1, 2. М.: Мир, 1984.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ДОПУСКОВ НА ПАРАМЕТРЫ ОТРЕЗКА КОАКСИАЛЬНОГО ТРАКТА

Ф.А. Михеев, студент 3-го курса РТФ,
О.Ю. Морозов, нач. отд. ЭСТ ДИИС ЗАО «НПФ «Микран»,
А.В. Фатеев, аспирант каф. СВЧ и КР
г. Томск, ТУСУР

В измерительной технике СВЧ-диапазона широко применяются коаксиальные переходы, от качества изготовления которых зависит точность измерения параметров устройств, присоединяемых к этим переходам. Результатом расчетов электрических параметров переходов

являются их геометрические размеры. Но при изготовлении приходится учитывать конструкторские и технологические допуски, т.е. фактическое влияние отклонения геометрических размеров от расчетных.

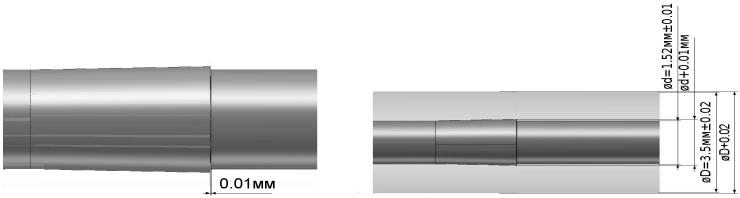
В работе исследовались технологические и конструкторские изменения допусков в коаксиальных трактах (рис. 1):

1. Отрезок коаксиального тракта 3,5/1,52 мм:

- изменение диаметра центрального проводника ±10 мкм;
- изменение внешнего диаметра проводника ±20 мкм;
- ступенчатое изменение диаметра внешнего проводника ±20 мкм.

2. Отрезок коаксиального тракта 3,5/1,52 мм с цанговым соединением:

- изменение диаметра центрального проводника ±10 мкм;
- изменение внешнего диаметра проводника ±20 мкм;
- ступенчатое изменение внешнего диаметра проводника ±20 мкм;
- развод ламелей цанги +20 мкм в диаметре;
- несоосное соединение штыря и цанги соединителя ±20 мкм;
- введение зазора между штырем и цангой величиной 10 мкм.



а *б*

Рис. 1. Вид отрезка коаксиального тракта: *а* – зазор, *б* – допуски

Исследование влияния допусков целесообразно проводить при помощи компьютерного моделирования, используя пакеты прикладных программ. Нами был смоделирован коаксиальный переход в тракте сечением 3,5/1,52 мм длиной 7 мм с заданными отклонениями по допускам внутреннего и внешнего диаметров от номинальных. Оценка характеристик перехода контролировалась по значению модуля коэффициента отражения.

В результате моделирования установлено, что в регулярном коаксиальном тракте при изменении диаметра центрального проводника на 10 мкм и внешнего проводника на 20 мкм модуль коэффициента отражения возрастает примерно на 10–30 дБ относительно идеального случая. Одновременное увеличение диаметров внутреннего и внешнего проводников коаксиального тракта приводит к меньшему рассогласованию, это соответствует пропорциональному увеличению сечения

тракта при сохранении волнового сопротивления. В остальных случаях рассогласование больше. Увеличение внешнего диаметра в меньшей степени влияет на рассогласование. При изменении диаметра центрального проводника на 10 мкм и диаметров ступеней на 40 мкм модуль коэффициента отражения изменяется на 15–32 дБ.

В коаксиальном тракте с цанговым соединением при изменении диаметра центрального проводника на 10 мкм и внешнего проводника на 20 мкм модуль коэффициента отражения возрастает примерно на 25 дБ относительно случая без учета допусков. При изменении диаметра центрального проводника на 10 мкм и диаметров ступеней на 40 мкм модуль коэффициента отражения возрастает примерно на 25 дБ. Изменение диаметров внутреннего и внешнего проводников и ступенчатое соединение практически не влияют на модуль коэффициента отражения.

В коаксиальном тракте с цанговым соединением и величиной зазора 10 мкм при изменении диаметра центрального проводника на 10 мкм и внешнего проводника на 20 мкм модуль коэффициента отражения возрастает на 20–35 дБ относительно случая без учета допусков. При величине зазора 10 мкм и изменении диаметра центрального проводника на 10 мкм и диаметров ступеней на 40 мкм модуль коэффициента отражения возрастает примерно на 25 дБ.

При соединении штыря типа 3,5 с цангой типа IX происходит разведение ламелей цанги и увеличение внутреннего диаметра в месте соединения. В коаксиальном тракте с цанговым соединением с величиной зазора 10 мкм и разведенными ламелями при изменении диаметра центрального проводника на 10 мкм и внешнего проводника на 20 мкм модуль коэффициента отражения возрастает на 35–45 дБ относительно случая без учета допусков. При величине зазора 10 мкм и изменении диаметра центрального проводника на 10 мкм и диаметров ступеней на 40 мкм модуль коэффициента отражения возрастает на 35 дБ. Увеличение диаметров внутреннего и внешнего проводников коаксиального тракта приводит к меньшему рассогласованию. В остальных случаях рассогласование больше. Изменение диаметра центрального проводника влияет в меньшей степени. При использовании этого же соединения со ступенчатым профилем изменения диаметров ступеней и диаметра центрального штыря практически не влияют на согласование.

В коаксиальном тракте с цанговым соединением с величиной зазора 10 мкм и несоосностью соединения штыря и цанги 40 мкм при изменении диаметра центрального проводника на 10 мкм и внешнего проводника на 20 мкм модуль коэффициента отражения возрастает на 20–35 дБ. При величине зазора 10 мкм, смещении центрального про-

водника на 40 мкм и изменении диаметра центрального проводника на 10 мкм и диаметров ступеней на 40 мкм модуль коэффициента отражения возрастает примерно на 25 дБ.

На основании полученных данных можно сделать вывод о том, что на характеристику отражения в большей степени влияет изменение диаметра центрального проводника коаксиального тракта, а в меньшей – одновременное увеличение диаметров внутреннего и внешнего проводников коаксиального тракта. Поэтому больше внимания следует уделять соответствию диаметра центрального проводника его расчетным значениям.

ПРЕСЕЛЕКТОР СКАЛЯРНОГО АНАЛИЗАТОРА СПЕКТРА

В.О. Молодцов, 4-го курса, каф. средств радиосвязи
г. Томск, ТУСУР, т. 413-709, mrc@main.tusur.ru

Блок преселектора представляет собой набор переключаемых полосопропускающих фильтров, перекрывающих весь диапазон рабочих частот прибора (3,4–20 ГГц), с шагом 800 МГц по уровню 3 дБ. Вопрос о его доработке возник по причине температурной нестабильности и высокой цене ЖИГ-преселектора, применяемого в приборе.

Преселектор должен обеспечивать:

1) технические характеристики:
– диапазон частот – 3,4 Гц – 20 ГГц,
– количество фильтров – 21,
– полосы пропускания фильтров – 800 МГц,
– затухание в полосе частот – не более 3 дБ,
– подавление при отстройке 2 ГГц – не менее 50 дБ;
2) управление переключением с помощью логических элементов;
3) габариты – 120 × 250 × 30 мм^3.

Для реализации поставленной задачи необходимо выбрать тип топологии, обеспечивающей стабильность характеристик, простоту реализации в производстве, малый уровень собственных потерь, и необходимые габариты. Рассматривалось два типа топологий: микрополосковая и коаксиальная (фильтры на ЧИП-компонентах не рассматривались, т.к. для данного диапазона частот они обладают слишком высоким уровнем собственных потерь). Реализацию фильтров было решено провести на микрополосковой топологии, так как она обеспечивает меньшие габариты и проще в изготовлении и настройке.

Кроме того, необходимо было составить схему включения фильтров. Было решено использовать переключатели на ЧИП-компонентах фирмы Hittite (каждый переключатель на 6 положений) [1], которые

включались по схеме, изображенной на рис. 1. При включении фильтра, настроенного на более высокую частоту, сигнал проходит через меньшее количество переключений, что при учете увеличения потерь в переключателе с увеличением частоты явилось определяющим фактором. Собственные потери в переключателе порядка 0,5 дБ на частотах до 15 ГГц и порядка 1 дБ на частотах выше 15 ГГц.

Выбор фильтров являлся основной задачей, требовавшей решения. В качестве фильтров-прототипов были выбраны фильтры Баттерворта 5-го порядка.

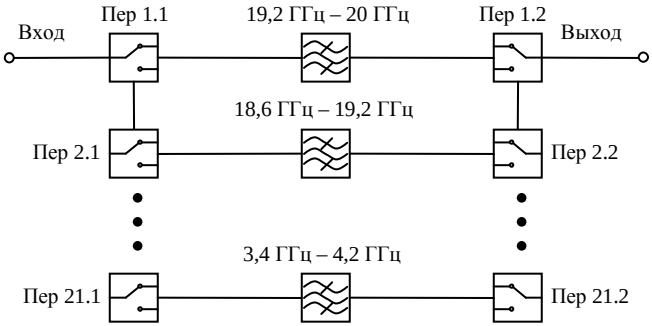


Рис. 1. Структурная схема блока преселектора

Данные фильтры полностью обеспечивали требования к преселектору. При реализации на микрополосках были рассмотрены различные варианты решения и выбрана следующая схема: фильтры представляли собой последовательные П-образные звенья (рис. 2). При разработке учитывалась возможность настройки фильтра, т.е. при изготовлении параметры звеньев (длинна и ширина) будут несколько превышать заданные, что позволяет в случае ухода резонансной частоты подстроить фильтр (т.е. укоротить или сузить звено).

Рис. 2. Фильтр на П-образных отрезках микрополосок

При разработке возникли сложности с подавлением кратных частот: при низком порядке фильтра кратные частоты слабо подавлялись (при 4 порядке всего на 43 дБ), а увеличение порядка, в свою очередь, приводило к увеличению габаритов.

Фильтры включались в стандартный тракт сопротивлением 50 Ом, поэтому при разработке необходимо было учитывать согласование по входу и выходу. Для этого рассчитывались параметры входного и вы-

ходного тракта фильтра: ширина металлической дорожки в зависимости от толщины слоя диэлектрика и диапазона рабочих частот.

При моделировании в пакете AWR выяснилось, что выбранное схемотехническое решение обеспечивает необходимое подавление (не менее 50 дБ) при отстройке на 2 ГГц (рис. 3) при малом порядке фильтров.

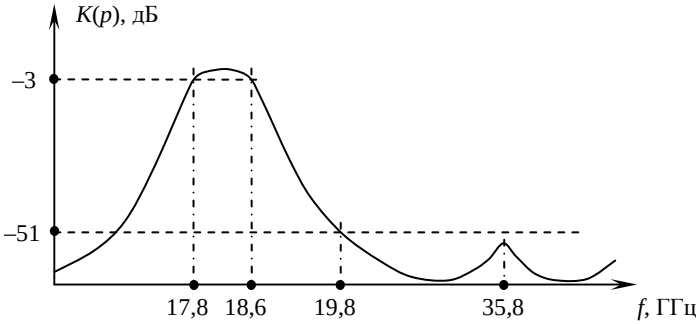


Рис. 3. Коэффициент передачи фильтра

При увеличении порядка фильтров возрастали потери и габариты блока, что оказалось неприемлемым.

ЛИТЕРАТУРА

1. http://datasheetcatalog.com.Техническая документация на элементы фирмы Hittite (Non-reflective switch, HMC349), 2008 г.

ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СТРОБИРОВАНИЯ НА ГЛУБИНУ ЛОКАЛЬНОГО МИНИМУМА В СПЕКТРЕ СИГНАЛА ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ НЕЛИНЕЙНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

А.П. Павлов, аспирант каф. РЗИ,
Э.В. Семенов, к.т.н., доцент каф. РЗИ
г. Томск, ТУСУР, tema-electric@ms.tusur.ru

Среди множества методов измерения нелинейных свойств объектов [1] одним из перспективных является метод на основе испытательных сигналов с локальным нулем спектра [2].

Сущность метода измерения заключается в том, что на частоте нуля спектра испытательного сигнала спектральная составляющая равна нулю. При линейном воздействии на испытательный сигнал его

спектр изменяется на всех частотах, кроме частоты, на которой находится нуль спектра. Если же воздействие нелинейно, то порождаемые гармоники будут создавать некоторый отличный от нуля уровень спектральной составляющей на частоте нуля спектра.

Одной из проблем данного метода измерения являются стробирование нескольких откликов от различных объектов, а также уменьшение влияния собственных шумов измерительной системы.

Цель данной статьи – исследование влияния стробирования сигнала на глубину локального минимума в спектре импульсного сверхширокополосного сигнала.

Постановка задачи. Стробирование импульсного сверхширокополосного сигнала $s(t)$ с локальным нулем спектра оконной функцией $w(t)$ является нелинейной операцией. Такой эффект получается в результате того, что произведение испытательного сигнала с оконной функцией во временной области приводит к свертке спектров в частотной.

Например, известно, что если провести стробирование гармонического сигнала оконной функцией, а затем определить его спектр, то в спектре кроме основного тона появятся боковые лепестки.

Таким образом, стоит уделять особое внимание выбору оконной функции, т.к. нелинейный эффект, вызванный неправильным стробированием, аналогичен эффекту от нелинейного преобразования, вызванному нелинейными свойствами исследуемого объекта.

Операция стробирования – это операция отсечения сигнала слева и справа на временной оси. Для упрощения задачи и лучшей интерпретации полученных результатов необходимо провести исследование влияния отсечения сигнала только с одной стороны, например справа, используя при этом полубесконечное окно. Под полубесконечным окном здесь и далее понимается такое окно, одна половина которого распахнута (постоянно равна 1) и не воздействует на сигнал.

В качестве испытательного сигнала будем использовать сигнал на основе суперпозиции двух экспоненциальных импульсов разной полярности. Такой испытательный сигнал имеет два преимущества. Во-первых, это самый широко распространенный сигнал в природе. Во-вторых, та часть сигнала, которая описывается суммой экспонент, имеет одно свойство: на каком бы временном интервале ни происходило отсечение, качественно форма импульса от этого не изменяется.

Задача, таким образом, состоит в том, что необходимо определить характер влияния плавности перехода окна на глубину локального минимума в испытательном сигнале, представляющем собой интерференцию двух одинаковых разнополярных экспоненциальных импульсов.

Вычислительный эксперимент. Испытательный сигнал $s(t)$ описывается следующим выражением:

$$s(t)=\begin{cases}0 & t<\delta-W_p,\\ A_0\exp\left(-\dfrac{t-(\delta-W_p)}{\tau}\right) & \delta-W_p\le t<\delta+W_p,\\ A_0\left(\exp\left(-\dfrac{t-(\delta-W_p)}{\tau}\right)-\exp\left(-\dfrac{t-(\delta+W_p)}{\tau}\right)\right) & \delta+W_p\le t,\end{cases}$$

где A_0 – амплитуда; t – время; δ – смещение импульса по временной оси; W_p – смещение положительного и отрицательного импульсов относительно δ влево и вправо соответственно.

Практически все существующие окна не имеют плоской вершины. Исключением является окно Тьюки. При различных коэффициентах формы этого окна оно может вырождаться в прямоугольное окно или окно Ханна. Таким образом, полубесконечное распахнутое слева окно Тьюки является наиболее удобным для проведения исследования влияния плавности перехода окна на глубину локального минимума в спектре испытательного сигнала.

Оконная функция $w(t)$ (распахнутое слева полубесконечное окно Тьюки) описывается следующим выражением:

$$w(t)=\begin{cases}1 & t_0+\alpha W<t,\\ 0{,}5+0{,}5\cdot\cos\left(\pi\dfrac{t-(t_0+\alpha\cdot W)}{(1-\alpha)\cdot W}\right) & t_0+\alpha W\le t<t_0+W,,\\ 0 & t_0+W\le t,\end{cases}$$

где α – коэффициент формы окна; t_0 – положение окна на временной оси; W – ширина окна.

На рис. 1 представлен испытательный сигнал во временной области и форма окна Тьюки (t_0 = 512 нс; A_0 = 1; τ = 32 нс; $W_\text{р}$ = 8 нс; $f_0 = 0{,}5/W_\text{р}$ = 62,5 МГц).

Ширина окна W определяется как

$$W(\alpha)=2W_0/(1+\alpha),$$

где W_0 – начальная ширина окна. Начальную ширину окна примем W_0 = 64 нс. В этом случае окна друг с другом при изменении коэффициента формы окна α будут пересекаться на уровне 0,5.

Используя дискретное преобразование Фурье для испытательных сигналов (см. рис. 1), были построены зависимости глубины локального минимума $S(\omega)/S(\omega_{макс})$ от коэффициента формы окна Тьюки α (рис. 2).

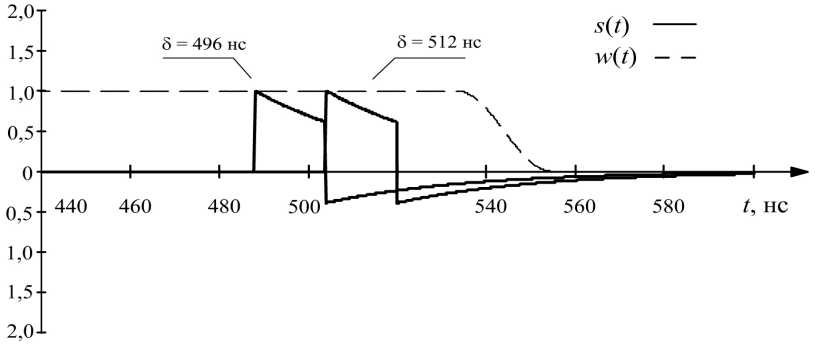


Рис. 1. Положение импульсов на временной оси для δ = 496 и 512 нс

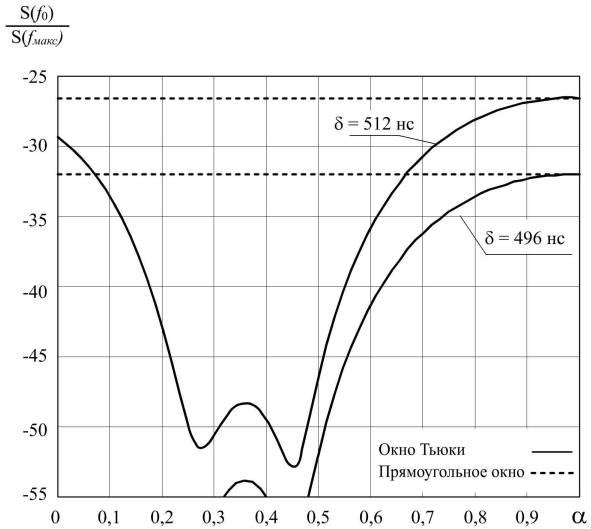


Рис. 2. Зависимость глубины локального минимума $S(\omega)/S(\omega_{макс})$ от коэффициента формы окна α

Выводы

1. Нелинейный эффект вызванный неправильным стробированием, аналогичен эффекту от нелинейного преобразования, вызванного нелинейными свойствами исследуемого объекта.

2. При стробировании импульсных сигналов с локальным минимумом в спектре прямоугольное окно не является оптимальным (см. рис. 2).

3. Глубина локального нуля становится меньше в случае, когда один из двух импульсов сигнала с локальным нулем спектра полностью попадает под плавный переход окна. Об этом свидетельствует уменьшение глубины локального минимума для $\delta = 512$ нс и $\alpha = 0...0{,}25$ (см. рис. 2).

ЛИТЕРАТУРА

1. Борисов Б.П. Измерение нелинейных характеристик элементов аппаратуры и трактов дальней связи / Б.П. Борисов. М.: Связь, 1969. 56 с.

2. Семенов Э.В. Синтез сверхширокополосных тестовых сигналов для обнаружения нелинейного преобразования сигнала путем наблюдения за нулями его спектральной плотности мощности // Сверхширокополосные сигналы в радиолокации, связи и акустике: Сб. докл. Всерос. научн. конф., Муром, 1–3 июля 2003 г. Муром: Изд. полиграф. центр Ми ВлГУ, 2003. С. 99–103.

БЛОК ВНЕШНЕЙ МОДУЛЯЦИИ

А.А. Петров, студенты 4-го курса, каф. средств радиосвязи

г. Томск, ТУСУР, т. 413-709, mrc@main.tusur.ru

Разрабатываемый блок внешней модуляции (БВМ) синтезатора частот Г7М отвечает за измерение неизвестного уровня внешних сигналов при осуществлении амплитудной модуляции (АМ) и его корректировки в зависимости от глубины модуляции.

Блок внешней модуляции должен обеспечивать:

1) полосу рабочих частот от 100 Гц до 10 МГц;

2) два вида АМ: линейную (максимальная глубина модуляции 90% с шагом 0,1%) и логарифмическую (максимальная глубина модуляции 20 дБ с шагом 0,01 дБ);

3) согласование с источниками внешних сигналов (50 Ом; 600 Ом; 1 кОм);

4) индикацию превышения максимальной глубины модуляции.

Для согласования с источниками внешних сигналов предусмотрено три значения входного сопротивления (50 Ом, 600 Ом, 1 кОм), которые переключаются автоматически при помощи ключа 1 (рис. 1).

Логарифматор АМ в масштабе реализован на микросхеме фирмы Analog Device – AD640 [1]. В зависимости от положения ключа 2 (см. рис. 1) выбирается вид АМ.

Для измерения амплитуд внешних сигналов и фиксации их максимальных значений разработан вольтметр на пиковых детекторах, где происходит измерение пиковых значений сигналов [2]. Далее полученная информация отправляется на блок управления, где происходит ее обработка. Схема содержит компараторы MAX987 MX [1], которые служат для сравнения уровней приходящих внешних сигналов по максимально и минимально допустимым значениям и дальнейшей индикации превышения максимально возможной глубины модуляции.

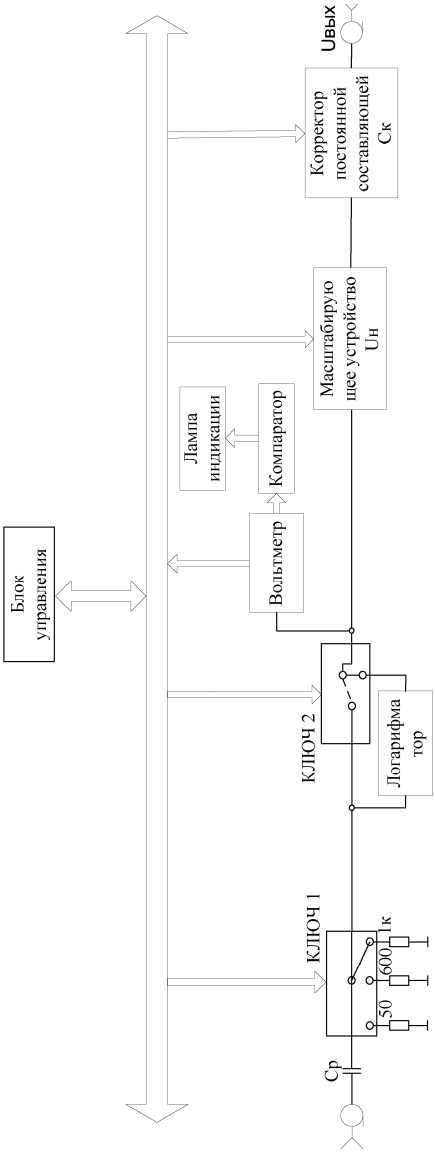


Рис. 1. Структурная схема блока внешней модуляции

Для выставления необходимого уровня сигнала используется масштабирующее устройство, выполненное с использованием ЦАП на микросхеме AD5444 [1]. Оно уменьшает или увеличивает в n раз уровень сигнала в зависимости от команды, пришедшей с блока управления, в котором вычисляется значение n (во сколько раз необходимо отмасштабировать сигнал). При этом точность установки глубины модуляции зависит напрямую от точности выставления уровня в масштабирующем устройстве.

Последним звеном БВМ является корректор постоянной составляющей ($С_к$). Для коррекции этой составляющей на входе блока стоит разделительный конденсатор, который не пропускает постоянную составляющую. На последнем этапе значение постоянной составляющей добавится к уже «готовому» сигналу. Коррекция постоянной составляющей выполнена с использованием ЦАП на микросхеме AD5444.

ЛИТЕРАТУРА

1. http://datasheetcatalog.com.Техническая документация на элементы фирм: Analog Devices (Low-Cost, High-Speed Differential Amplifier AD640, AD5444); Maxim (High-Speed, Micropower, Low-Voltage); 2008 г.

2. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Т. 1, 2. М.: Мир, 1984.

ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ЛАЗЕРА ДЛЯ ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ УСТАНОВКИ

И.И. Привалихин, студент 4-го курса, каф. РЗИ

г. Томск, ТУСУР, ivan_privalihin@mail2000.ru

Малогабаритные и доступные по цене полупроводниковые лазерные диоды (ЛД) могут использоваться для получения когерентного светового излучения и голографической записи [1]. Однако сильная зависимость параметров излучения от режима работы и окружающих условий требует применения специальных средств стабилизации температурного режима, включения в схему питания ЛД обратных связей по температуре и излучаемой оптической мощности [2, 3]. Выпускаемые промышленностью ЛД содержат в одном корпусе и датчик оптической мощности – фотодиод (рис. 1), позволяющий легко управлять интенсивностью излучения, поддерживая ее на постоянном уровне. Но добиться таким путем высокой когерентности излучения – одномодового режима – не удается. Практика показывает, что достичь необходимого результата можно с помощью регулирования величины тока при одновременном поддержании постоянной температуры *p*–*n*-перехода [1, 2]. При этом качество излучения должно независимо контролироваться, например, интерферометром, а достижение максимально четкой картины интерференции покажет требуемую величину тока через ЛД.

Большинство описанных схем стабилизации режима работы ЛД являются, по существу, аналоговыми и не обеспечивают надежной долговременной стабилизации и гибкого управления режимом работы [1]. Поэтому было принято решение разработать управляемый микроконтроллером блок питания ЛД.

В качестве управляющего микроконтроллера были выбраны микроконтроллеры Atmega16 и ATtiny15 компании Atmel, имеющие высокое быстродействие, хорошую поддержку производителя (большое количество документации и бесплатных средств разработки приложений) и отечественных поставщиков электронных компонентов.

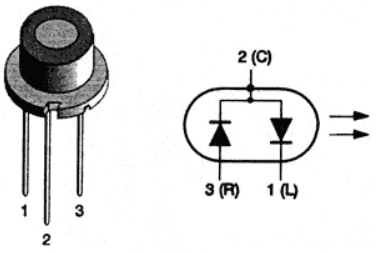


Рис. 1. Внешний вид и условное обозначение лазерного диода

Применение цифрового датчика температуры типа DS18B20 позволило обеспечить необходимую точность измерения температуры и в то же время упростило работу по настройке схемы. Этот датчик передает на микроконтроллер уже готовый цифровой код текущего значения температуры. Скорость срабатывания датчика 100 мс. Измеренная температура отображается на индикаторе и используется программой поддержания заданного значения температуры. Средством поддержания температуры на заданном уровне служит «электрический холодильник» – элемент Пельтье. Мостовая схема включения элемента Пельтье позволяет как охлаждать, так и, при необходимости, нагревать ЛД.

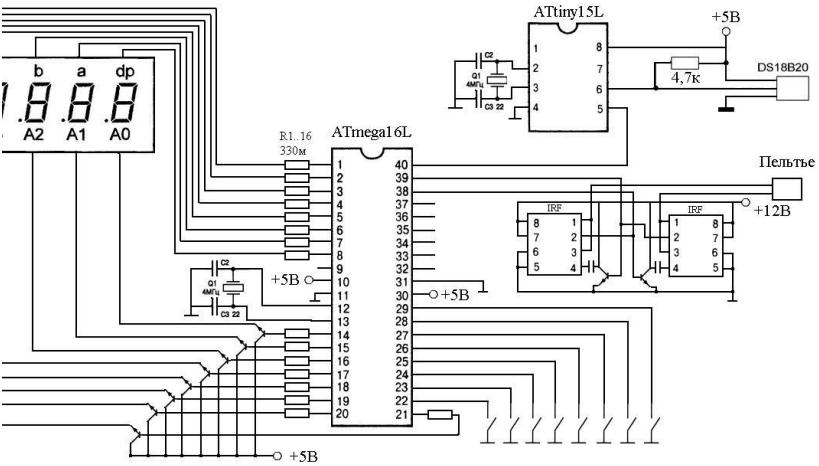


Рис. 2. Принципиальная схема блока питания

Требуемая температура ЛД выставляется с помощью кнопок установки температуры, после чего запускается программа термостаби-

лизации. Регулировка и стабилизация тока ЛД осуществляются независимо от термостабилизации. Электрическая схема блока питания лазерного диода представлена на рис. 2.

В настоящее время собран макет и идет отладка работы блока питания. Результаты первых тестов показывают, что блок питания выдерживает задаваемые параметры в течение длительного времени.

ЛИТЕРАТУРА

1. http://www.holography.ru/files/hdvd.htm
2. http://www.atcsd.ru/rus/prod5.php
3. Басов Н.Г., Никитин В.В., Семенов А.С. Динамика излучения инжекционных полупроводниковых лазеров // УФН. 1969. Т. 97. Вып. 4.

РЕШЕНИЕ ОБРАТНЫХ ЗАДАЧ РАДИОЛОКАЦИИ СЛОИСТЫХ СРЕД В MATLAB R2006B

А.А. Шибельгут, аспирант, Д.А. Конкин, студент 3-го курса, Р.В. Литвинов, к.ф.-м.н., доцент

г. Томск, ТУСУР, каф. РЗИ, т. 413-365, ShibelgutAA@rzi.tusur.ru

Обработка данных радиолокационных систем различного назначения, как правило, связана с решением некорректно поставленных задач [1]. Известно, что решение таких задач может быть получено с использованием метода минимизации регуляризирующего функционала невязки А.Н. Тихонова [2, 3]. Численный алгоритм этого метода может быть реализован с использованием современных математических пакетов, таких как MathCad, MatLAB, Maple V, Mathematica [4, 5].

В подповерхностной радиолокации информацию о структуре верхнего слоя грунта и подстилающей поверхности можно получить непосредственно из данных частотного сканирования [1, 6, 7]. При этом решение такой обратной задачи становится некорректным [2, 6].

Здесь рассмотрим возможности пакета MatLAB R2006B на примере решения задачи восстановления профиля диэлектрической проницаемости $\varepsilon(z)$ слоистой среды по частотной зависимости коэффициента отражения $R(\omega)$. Численное решение данной некорректной задачи было получено в [9].

Для решения прямой задачи использовалась известная формула для коэффициента отражения плоской электромагнитной волны от слоистой среды [8, 9]. Для расчета $R(\omega)$ в качестве кусочно-постоянной зависимости диэлектрической проницаемости $\varepsilon(z_j)$ использовалось распределение по глубине диэлектрической проницаемости реального грунта. Это распределение показано на рис. 1 сплошной кривой.

На рис. 2 сплошной кривой показана рассчитанная зависимость $R_{ther}(\omega)$. Отметим, что при реализации алгоритма расчета прямой задачи были использованы стандартные алгебраические операторы пакета MatLAB R2006B [4, 5]. Для графического представления результатов расчета были использованы функции ***plot*** и ***stairs*** этого пакета.

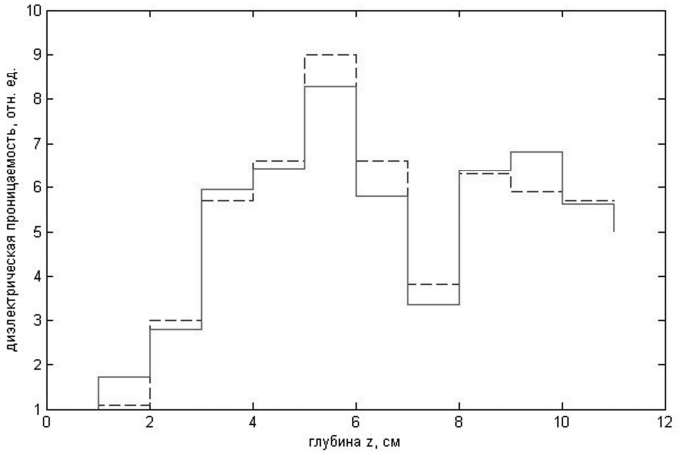


Рис. 1. Графическое окно системы Matlab с изображением распределения диэлектрической проницаемости

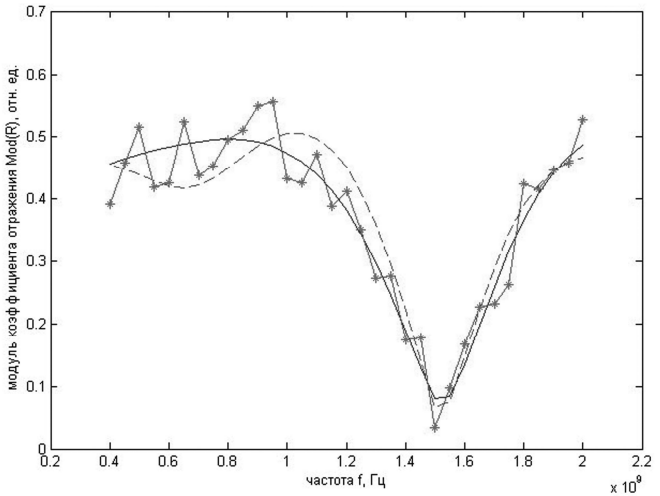


Рис. 2. Графические окно системы Matlab с изображением частотной зависимости модуля коэффициента отражения Mod(*R*)

Для моделирования реальной экспериментальной ситуации, когда результат измерения $R_{ex}(\omega)$ отличается от $R_{ther}(\omega)$ вследствие случайных и систематических ошибок, на зависимость $R_{ther}(\omega)$ при помощи встроенного в пакет MatLAB R2006B генератора псевдослучайных чисел ***rand*** накладывался шум [4, 5, 9]. Зависимость $R_{ex}(\omega)$ показана на рис. 2 сплошной кривой со звездочками. Таким образом, формировалась обратная задача, в соответствии с которой необходимо было определить $\varepsilon(z)$ по данным отражения $R_{ex}(\omega)$. Как известно, подобные задачи являются некорректными [2, 3]. Устойчивое решение этих задач может быть получено при помощи одного из регуляризирующих алгоритмов [3]. Мы использовали минимизацию функционала А.Н. Тихонова [3, 9].

Минимизация функционала осуществлялась методом «амебы» [10], программная реализация которого в пакете MatLAB R2006B была выполнена при помощи операторов цикла ***while*** и ***for***. Поиск минимума невязки был реализован в этом пакете аналогичным образом.

Восстановленное кусочно-постоянное распределение $\varepsilon(z)$ показано на рис. 1 пунктирной кривой. Рассчитанный для восстановленного распределения $\varepsilon(z)$ коэффициент $R(\omega)$ показан на рис. 2 также пунктирной кривой. Как видно из рис. 1, восстановленный профиль хорошо согласуется с исходным.

Таким образом, использование развитых функциональных возможностей пакета MatLAB R2006B совместно с параллельным применением регуляризирующих алгоритмов при обработке данных подповерхностной радиолокации позволяет эффективно определять пространственное распределение диэлектрической проницаемости верхнего слоя и подстилающей поверхности почвогрунта.

ЛИТЕРАТУРА

1. Вопросы подповерхностной радиолокации / Под ред. А.Ю. Гринева. М.: Радиотехника, 2005. 416 с.

2. Тихонов А.Н., Гончарский А.В. Некорректные задачи естествознания. М.: Из-во Моск. ун-та, 1987. 303 с.

3. Тихонов А.Н., Арсенин В.Я. Методы решения некорректных задач. М.: Наука, 1979. 285 с.

4. Кетков Ю.Л., Кетков А.Ю., Шульц М.М. MatLAB 7: программирование, численные методы. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 752 с.

5. Ануфриев И.Е., Смирнов А.Б., Смирнова Е.Н. MatLAB 7. СПб.: БХВ-Петербург, 2005. 1104 с.

6. Tabbara W. Reconstruction of permittivity profiles from a spectral analysis of the reflection coefficient // IEEE Tran. Ant. & Prop. 1979. Vol. AP-27, No. 2. P. 241–244.

7. Козулин Ю.Н. К теории частотного электромагнитного зондирования многослойных структур // Изв. АН СССР. Сер. геофиз. 1960. № 8. С. 1204–1212.

8. Борн М., Вольф Э. Основы оптики. М.: Наука, 1970. 855 с.
9. Авдоченко Б.И., Задорин А.С., Замотринский В.А. и др. Восстановление диэлектрической проницаемости слоистой среды по частотной зависимости коэффициента отражения методом минимизации регуляризирующего функционала // Сборник докладов ТУСУРа. Томск, 2007. С. 5–9.
10. Ильина В.А., Силаев П.К. Численные методы для физиков-теоретиков. Москва; Ижевск: Институт компьютерных исследований, 2003. Т. 1. 132 с.

ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДЛИНЫ УСТАНОВИВШЕЙСЯ СВЯЗИ МОД МИКРОСТРУКТУРИРОВАННОГО ПОЛИМЕРНОГО ОПТИЧЕСКОГО ВОЛОКНА С ГРАДИЕНТНЫМ ПРОФИЛЕМ ПОКАЗАТЕЛЯ ПРЕЛОМЛЕНИЯ

Г.А. Суркова, аспирант каф. РЗИ, А. Бахманн, инженер POF-AC, Х. Пойзель, д-р POF-AC, Р.С. Круглов, к.т.н., доцент каф. РЗИ, А.С. Задорин, д.ф.-м.н., зав. каф. РЗИ
г. Томск, ТУСУР, galina_152@mail.ru

В 2001 г. группами из Австралии и Кореи впервые был представлен новый класс оптических волокон − микроструктурированные полимерные оптические волокна (мПОФ) [1]. На протяжении последнего десятилетия мПОФ успешно используются в качестве активных элементов датчиков, а также в телекоммуникационных сетях. Нелинейные оптические эффекты, возникающие в волокне, позволяют минимизировать дисперсионные искажения сигналов, поэтому волокна указанного типа являются очень перспективными с точки зрения построения локальных вычислительных сетей большой емкости.

В настоящей работе представлены результаты измерения ширины углового спектра выходного излучения в дальней зоне при различных длинах мПОВ, а также результаты измерения коэффициента затухания при различных условиях возбуждения волокна. Полученные данные позволяют косвенно оценить уровень межмодового взаимодействия и определить длину нормализации модового состава (длина установившейся связи мод).

Структурная схема экспериментальной установки, на основе которой были выполнены измерения, представлена на рис. 1. Для постановки эксперимента был использован полупроводниковый лазер с рабочей длиной волны $\lambda = 653{,}5$ нм. Для обеспечения необходимой точности юстировки входного торца ПОВ и лазерного пучка необходима ПЗС-камера *6*. В качестве измерительной аппаратуры *7* был использован измерительный комплекс LEPAS-11, позволяющий измерять рас-

пределение оптического поля в дальней зоне. При измерении коэффициента затухания МПОВ комплекс LEPAS-11 заменялся на интегрирующую сферу и оптометр UDT S390.

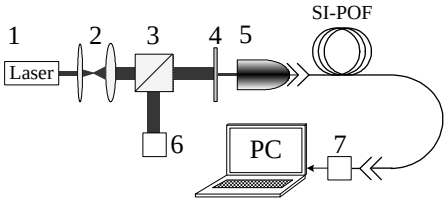
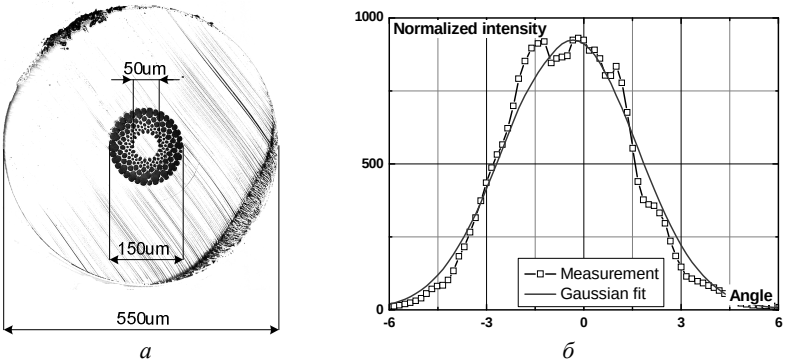


Рис. 1. Структурная схема автоматизированной экспериментальной установки: *1* – лазерный диод; *2* – коллиматор; *3* – светоделительный кубик; *4* – диафрагма; *5* – микрообъектив; *6* – ПЗС-камера с монитором; *7* – LEPAS-11 (Optical Beam Measurement System) или оптометр UDT S390

Измерение всех исследуемых параметров производилось методом обрыва (cutback method).

На рис. 2 представлена фотография поперечного среза исследуемого микроструктурированного оптического волокна. Диаметр отверстий микроструктуры и их взаимное расположение выбраны таким образом, чтобы сформировать градиентный профиль показателя преломления.

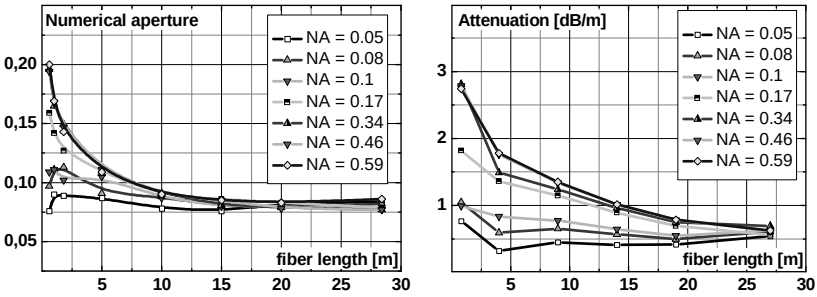


а *б*

Рис. 2. Микрофотография исследуемого мПОВ (*а*); угловой спектр излучения в дальней зоне на выходе 28 м волокна (*б*)

На рис. 2, *а* представлены угловой спектр выходного излучения в дальней зоне на выходе 28 м отрезка мПОВ и его аппроксимация гауссовой кривой. С ростом длины волокна пространственный профиль выходного излучения стремится к гауссовой форме, и на длинах мПОВ, превышающих длину установившейся связи мод, форма выходного профиля не должна зависеть от условий возбуждения.

На рис. 3, *а* представлены семейства кривых, иллюстрирующие трансформацию числовой апертуры выходного сигнала от длины волокна при различных условиях возбуждения. Представленные характеристики получены на основе измерения ширины углового распределения выходного излучения в дальней зоне по 5% уровню. Как следует из представленных данных, длина установившейся связи мод составляет 20 м.



а *б*

Рис. 3. Трансформация числовой апертуры выходного сигнала (*а*); нормализация коэффициента затухания (*б*)

На рис. 3, *б* представлены семейства кривых, характеризующих изменение коэффициента затухания от длины линии при различных условиях возбуждения мПОВ. При возбуждении мПОВ световым пучком с широкой угловой апертурой в спектре волноводных мод присутствует множество мод высших порядков. Нормализацию коэффициента затухания с ростом длины волокна можно объяснить, если принять во внимание наличие межмодовой связи, обеспечиваемой неоднородностями волокна. Энергия, переносимая модами высших порядков, вследствие энергообмена постепенно перетекает в моды более низкого порядка, коэффициент затухания которых ниже.

Как следует из рис. 3, *б*, равновесное значение коэффициента затухания составляет 600 дБ/км.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (#09-02-99024-р_офи). Роман Круглов поддержан грантом Президента РФ МК-1199.2008.2.

ЛИТЕРАТУРА

1. Maryanne C.J.L., Poladian L., Geoff W.B., Martijn A. van // Eijkelenborg Microstructured Polymer Optical Fibres. Springer, 2008. P. 232.

РАЗРАБОТКА СХЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ ВЫХОДНОГО КАСКАДА ВОЗБУДИТЕЛЯ СВЧ-ГЕНЕРАТОРА

И.Ж. Токбаева, В.В. Верховин, О.В. Костылева,
студенты 3-го курса, А.Ф. Тарзиманова, студентка 4-го курса,
А.А. Титов, д.т.н., проф.
г. Томск, ТУСУР, т. 413-365, TitovAA@rzi.tusur.ru

Диоды Ганна типа 3А750, 3А762 и лавинно-пролетные диоды типа 3А765, 3А766 предназначены для использования в импульсном режиме и позволяют разрабатывать СВЧ-генераторы с выходной импульсной мощностью до 40 Вт в диапазоне частот 8…96 ГГц [1]. Такие генераторы находят широкое применение в радиолокационных и навигационных системах. В настоящее время указанные генераторы создаются с использованием магнетронов, имеющих большую массу, габариты и имеющие маленький КПД. Особенностью работы диодов Ганна и лавинно-пролетных диодов является изменение их сопротивления в процессе работы. Для возбуждения СВЧ-генераторов на указанных диодах требуется импульсный усилитель с характеристиками: максимальная амплитуда импульса U_{max} = 100 В; максимальный ток в импульсе I_{max} = 20 А; время установления фронта импульса $\tau_ф$ = 30 нс; изменение сопротивления нагрузки $R_н$ = 5÷20 Ом.

Была поставлена задача разработки оконечного каскада такого усилителя. Для решения указанной задачи необходимо решить следующие вопросы:

1. Выбор транзистора оконечного каскада усилителя.
2. Выбор корректирующей цепи с учетом изменения сопротивления нагрузки в процессе работы.
3. Разработка схемы оконечного каскада с учетом результатов исследования использования корректирующих цепей.
4. Исследование влияния сопротивления нагрузки на форму импульсного сигнала в уточненной схеме.

В результате анализа справочных данных отечественных транзисторов в качестве транзистора оконечного каскада усилителя был выбран транзистор КТ926А по необходимым нам предельным эксплуатационным данным: постоянное напряжение коллектор–эмиттер $U_{кэ}$ = 150 В; постоянный ток коллектора $I_к$ = 15 А; импульсный ток коллектора при $\tau_и \leq 520$ мкс $Q \geq 50$ $I_к$ = 25 А.

Особенностью работы диодов Ганна является изменение их сопротивления в процессе возбуждения. Для стабильной работы СВЧ-генераторов на этих диодах требуется импульсный усилитель возбуждения, при изменении сопротивления нагрузки которого форма выходного импульсного напряжения не должна изменяться. Это свойство

эквивалентно сохранению формы амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) усилителя при работе на изменяющееся сопротивление нагрузки [2].

В процессе работы были проведены анализ и оптимизация усилительных каскадов с использованием 12 различных корректирующих цепей. Исследования показали, что наибольшим усилением обладает каскад с диссипативной корректирующей цепью третьего порядка (рис. 1), где R2, C1, C2, L1 являются элементами корректирующей цепи, штриховой линией обозначена эквивалентная схема замещения транзистора КТ926А.

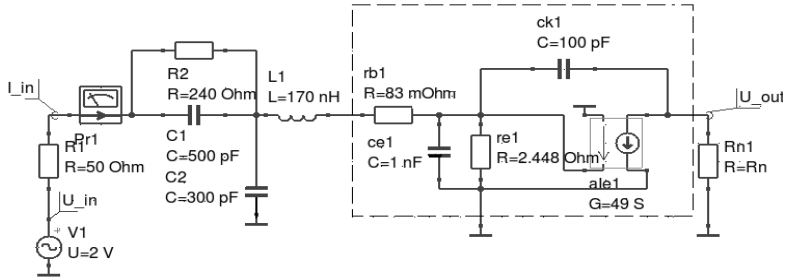


Рис. 1. Схема усилительного каскада с выбранной корректирующей цепью по переменному току

В ходе исследований было установлено, что ни одна корректирующая цепь не позволяет создать усилительный каскад с неизменной формой амплитудно-частотной характеристики (АЧХ) при изменении сопротивления нагрузки. Для примера на рис. 2 приведены амплитудно-частотные характеристики усилительного каскада, представленного на рис. 1, соответствующие изменению нагрузки в пределах 5…20 Ом. Как видно из графиков, изменение нагрузки приводит к искажению формы АЧХ в области нижних частот полосы пропускания каскада.

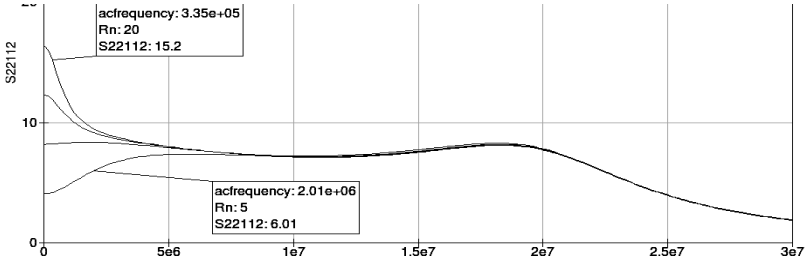


Рис. 2. Амплитудно-частотные характеристики каскада при различных сопротивлениях нагрузки

Для сохранения неизменной формы АЧХ усилительного каскада с выбранной корректирующей цепью было предложено между выходом каскада и нагрузкой установить эмиттерный повторитель. Входное сопротивление эмиттерного повторителя также изменяется при изменении сопротивления нагрузки. Однако оно в β раз больше сопротивления нагрузки, где β – статический коэффициент усиления тока биполярного транзистора в схеме с общим эмиттером. В этом случае изменение сопротивления нагрузки практически не сказывается на форме АЧХ усилительного каскада.

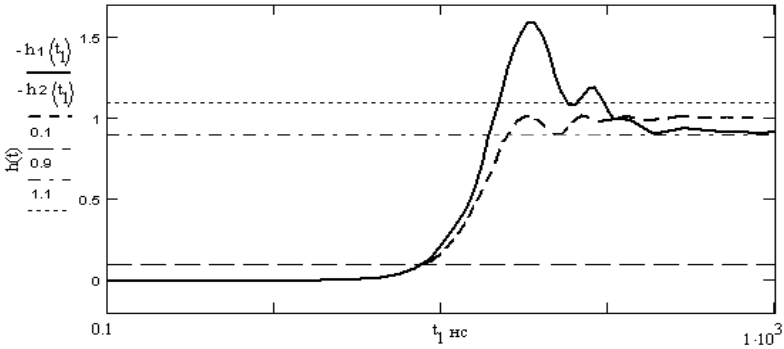


Рис. 3. Переходная характеристика усилительного каскада без использования и с использованием эмиттерного повторителя

Для примера на рис. 3 приведены переходные характеристики усилительного каскада с корректирующей цепью без использования эмиттерного повторителя и с его использованием между выходом усилительного каскада и нагрузкой. Характеристики получены при следующих условиях. Вначале оба варианта оптимизировались для работы на нагрузку 5 Ом. Затем нагрузка изменялась на 20 Ом и рассчитывалась форма сигнала на выходе усилителя. Как видно из приведенных характеристик, использование эмиттерного повторителя позволяет стабилизировать форму импульса при изменении нагрузки.

ЛИТЕРАТУРА

1. Наливайко Б.А., Берлин А.С., Божков В.Г. и др. Полупроводниковые приборы. Сверхвысокочастотные диоды: Справочник / Под ред. Б.А. Наливайко. Томск: МГП «РАСКО», 1992. 223 с.

2. Титов А.А. Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ. М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2006. 328 с.

ГЕНЕРАТОР СВЧ НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ РЕЗОНАТОРЕ

А.С. Васильев, инженер, А.В. Кондратенко, инженер
г. Томск, ЗАО «НПФ «Микран», т. 413-403, vas@micran.ru

Генераторы на диэлектрических резонаторах (ДР) получили широкое распространение в радиоэлектронной аппаратуре. В сравнении с генераторами на микрополосковых резонаторах, объемных резонаторах, а также с кварцевыми резонаторами и умножением частоты, генераторы на ДР обладают такими преимуществами, как малые габаритные размеры, низкая стоимость, а также удобство интеграции в состав более сложных функциональных узлов (например, конвертеров). Кроме того, благодаря высокой добротности ДР могут быть достигнуты низкий уровень фазовых шумов, а также высокая температурная стабильность частоты [1].

В статье представлены результаты разработки генератора на ДР на частоту 11,7 ГГц. На рис. 1 приведена фотография топологии.

Генератор выполнен по «одноконтурной» схеме стабилизации частоты. ДР является единственным управляемым контуром, на который через отрезок линии передачи нагружен активный элемент. Необходимая частота генерации обеспечивается ДР. Причем при перестройке ее не наблюдаются гистерезисные явления, устранение которых представляет сложную техническую задачу при использовании многоконтурных колебательных систем [2].

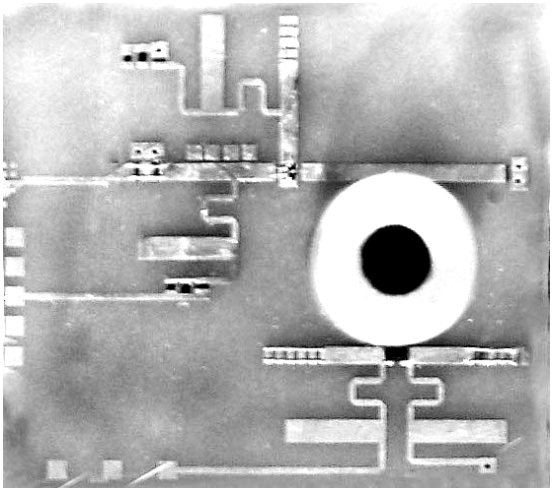


Рис. 1. Топология разработанного генератора

В качестве активного элемента используется полевой транзистор NE722, включенный по схеме с общим истоком. Для подачи отрицательного смещения на затвор применена схема автосмещения. В качестве цепей блокировки и питания в цепях стока и истока выступают комбинации высокоомных и низкоомных четвертьволновых отрезков.

Генератор выполнен на подложке из поликора ВК-100 (е = 9,8) толщиной 0,5 мм. Диаметр ДР равен 4,6 мм, е = 38.

Для механической подстройки частоты генератора используется металлический винт в крышке, расположенный непосредственно над резонатором. На подложке предусмотрена цепь электронной перестройки частоты посредством варикапа. Относительная ширина полосы перестройки составляет 0,5%. Таким образом, генератор, при необходимости, может быть охвачен петлей ФАПЧ.

Питание генератора осуществляется от однополярного источника напряжения +5 В, ток потребления 30 мА, выходная мощность 2 дБм, напряжение управления может изменяться в пределах от 0 до +10 В.

В настоящее время ведется разработка подобных генераторов на частоты 7, 8, 11, 13 и 18 ГГц.

ЛИТЕРАТУРА

1. Wan J. Design of a 5.305 GHz Dielectric Resonator Oscillator with Simulation and Optimization // Journal of electronic science and technology of China. 2008. Vol. 6. No. 3. P. 278–281, September.

2. Афанасьев А.И., Алексейчик Л.В., Бродуленко И.И. и др. Техническое состояние, тенденции развития и проектирование стабильных твердотельных генераторов и фильтров СВЧ малой мощности // Электронная техника. Сер. 1. Электроника СВЧ. 1993. Вып. 2 (1698).

РАЗРАБОТКА СХЕМЫ И КОНСТРУКЦИИ ВОЗБУДИТЕЛЯ СВЧ-ГЕНЕРАТОРА

В.В. Верховин, О.В. Костылева, И.Ж. Токбаева, студенты 3-го курса, А.Ф. Тарзиманова, студент 4-го курса, А.А. Титов, д.т.н., проф.

г. Томск, ТУСУР, т. 413-365, TitovAA@rzi.tusur.ru

В статье «Разработка схемы построения выходного каскада возбудителя СВЧ-генератора» были приведены результаты исследований по построению выходного каскада мощного импульсного усилителя, предназначенного для возбуждения СВЧ-генераторов на диодах Ганна типа 3А750, 3А762 и лавинно-пролетных диодах типа 3А765, 3А766. В результате предложено схемное решение выходного каскада мощного импульсного усилителя, способного обеспечить стабильное возбу-

ждение СВЧ-генераторов, предполагающее стабилизацию частоты и выходной мощности указанных генераторов.

Как правило, управление СВЧ-генераторами в радиолокационных и навигационных системах осуществляется микропроцессорами, генерирующими сигналы ТТЛ-уровня. В соответствии с этим была поставлена задача разработки усилителя со следующими характеристиками:

- максимальное выходное напряжение 100 В;
- максимальный выходной ток в импульсе 20 А;
- время установления фронта импульса 30 нс;
- выброс переднего фронта импульса не более 10%;
- длительность усиливаемых импульсов 30…300 нс;
- коэффициент усиления 35 дБ;
- полярность входных импульсов отрицательная;
- полярность выходных импульсов отрицательная;
- скважность усиливаемых импульсов не менее 500;
- напряжение питания 100…120 В.

На основе исследований, описанных в статье «Разработка схемы построения выходного каскада возбудителя СВЧ-генератора», была разработана принципиальная схема мощного импульсного усилителя, приведенная на рис. 1.

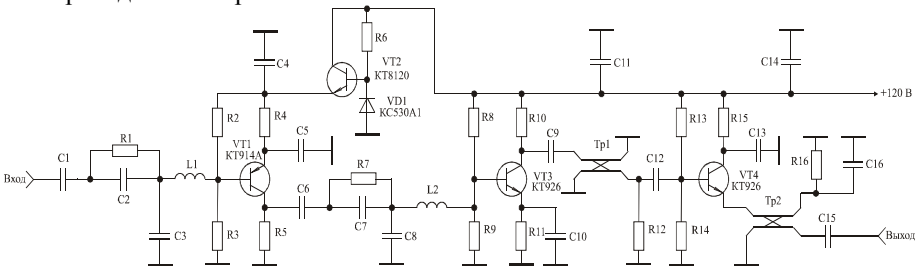


Рис. 1. Принципиальная схема мощного импульсного усилителя

Усилитель содержит два предварительных каскада с общим эмиттером, выходной каскад по схеме с общим коллектором, два фазоинвертора, стабилизатор напряжения питания входного каскада.

Во всех каскадах усилителя использована схема эмиттерной термостабилизации токов покоя транзисторов усилителя, одновременно обеспечивающая линеаризацию его амплитудной характеристики.

В предварительных каскадах использована диссипативная корректирующая цепь третьего порядка. Методика ее расчета описана в [1]. Для примера рассмотрим этапы настройки входного каскада усилителя с использованием этой корректирующей цепи. После расчета цепи по методике, описанной в [1], и установки ее элементов в схему измене-

нием в небольших пределах значений элементов С2 и С3 следует добиться минимального значения времени установления фронта импульса при допустимом значении выброса.

Для получения в нагрузке импульса отрицательной полярности на выходе усилителя установлен фазоинвертор обозначенный как Тр2. Между оконечным и предоконечным каскадами также включен фазоинвертор, обозначенный как Тр1. Он необходим для того, чтобы оба транзистора этих каскадов потребляли минимальный ток при отсутствии усиливаемого сигнала на входе. Стабилизатор напряжения на транзисторе VT2 с выходным напряжением 30 В обеспечивает питание первого каскада усилителя.

По принципиальной схеме усилителя разработана его печатная плата размером 86×140 мм (рис. 2). Плата изготавливается из двухстороннего стеклотекстолита толщиной 2…3 мм.

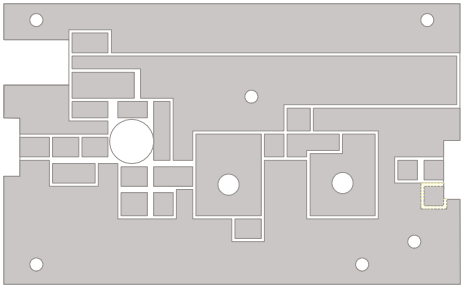


Рис. 2. Печатная плата усилителя

На рис. 3 приведен сборочный чертеж усилителя, показывающий особенности его конструкции.

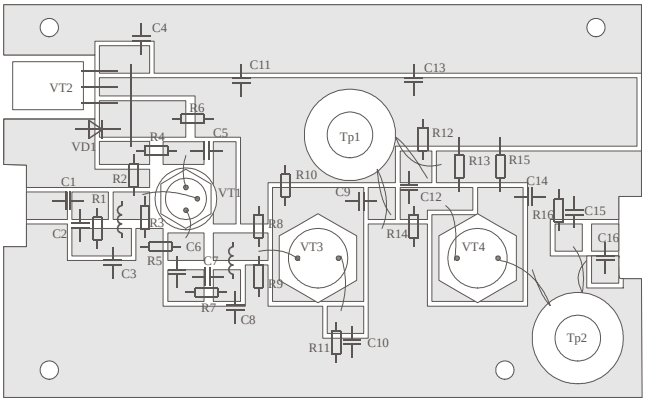


Рис. 3. Сборочный чертеж усилителя

Фазоинверторы Тр1 и Тр2 выполнены в виде трансформаторов 1:1 на длинных линиях, намотанных на ферритовых сердечниках М2000НМ1 (типоразмер К20×12×5). Длинные линии с волновым сопротивлением 50 Ом изготавливаются из двух скрученных отрезков провода марки МГТФ 1×0,35 длиной 30 см с шагом скрутки около 4 мм. Подробно методика изготовления длинных линий с различными волновыми сопротивлениями из двух и четырех скрученных отрезков проводов приведена в [1]. При длительности усиливаемых импульсов не более 300 нс достаточно намотать на ферритовый сердечник четыре витка длинной линии.

В начале настройки усилителя с помощью резисторов R3, R9, R14 токи покоя транзисторов устанавливаются равными 5…10 мА. Затем производится покаскадная настройка импульсной характеристики усилителя. Для этого в качестве нагрузки первого каскада подключается резистор сопротивлением 50 Ом и изменением элементов R1, C2, C3 формируется требуемая форма импульса на выходе каскада. Аналогичным образом настраиваются остальные каскады усилителя.

ЛИТЕРАТУРА

1. Титов А.А. Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ. М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2006. 328 с.

УПРАВЛЯЕМЫЙ АТТЕНЮАТОР СВЧ-ДИАПАЗОНА

А.С. Виноградов, студент 5-го курса, каф. РЭТЭМ,
А.Н. Сычев, д.т.н.
г. Томск, ТУСУР, vinogradovas1987@gmail.com

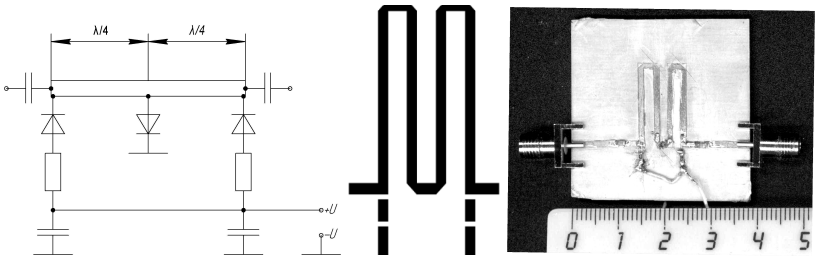
Аттенюаторы СВЧ-сигналов находят широкое применение в радиоэлектронных системах. Такие узлы разрабатывают и выпускают все ведущие производители электронных компонентов. При кажущейся простоте аттенюаторов их функциональное назначение и технические требования к параметрам отличаются значительным разнообразием. Аттенюаторы можно разделить по типу управления на фиксированные и управляемые. В свою очередь, среди управляемых аттенюаторов можно выделить два класса: дискретно-управляемые и аналоговые. Последние можно применять в качестве амплитудных модуляторов, что делает их более универсальными. Аттенюаторы в качестве управляющих элементов используют *p*–*i*–*n*-диоды, которые идеально подходят для таких целей, поскольку в открытом состоянии они характеризуются очень малым сопротивлением (около 0,1 Ом), а в закрытом – большим (1…10 кОм). Также *p*–*i*–*n*-диоды отличаются от *p*–*n*-диодов тем, что в закрытом состоянии они имеют малую емкость (0,05…0,5 пФ),

что на несколько порядков меньше емкости *p*–*n*-диодов. Эта особенность позволяет *p*–*i*–*n*-диодам работать на более высоких частотах и вносить меньшие искажения в выходной сигнал. В работе представлен диодный аттенюатор с четвертьволновыми связями, управляемый током.

На рис. 1 представлены схема, топология и макет разработанного аттенюатора со следующими техническими характеристиками:

– полоса рабочих частот, ГГц 0,4÷1,2;
– диапазон вносимых ослаблений, дБ 0,5÷21;
– напряжение управления, В 0÷7,4;
– ток управления, мА 0÷100;
– габариты микрополосковой платы, мм^3 40х40х1.

Аттенюатор изготовлен на фольгированном диэлектрике «ФЛАН-10-1» от «Молдавизолит». В нем используются: чип-конденсаторы 0603 68 пФ±5% NPO 50 В от «Samsung»; чип-резисторы 0603 50 Ом±5% 0,1 Вт (1,6×0,8×0,45 мм^3) от «Yageo»; *p*–*i*–*n*-диоды 2А536А-5 (бескорпусные), 2А536А-6 (на «пьедестале»), производство завода при НИИ «Сапфир» (г. Москва), размер кристалла 0,65×0,65×0,24 мм^3; диаметр анодного вывода составляет 0,35 мм; диаметры «пьедестала» составляют: у основания – 2 мм (высота 0,4 мм), а в верхней части – 1 мм (высота 0,36 мм). Разварка анодного вывода осуществлялась золотой проволокой марки Au 999,9 ТУ 48-1-353–82 (45 мкм) на установке ультразвуковой микросварки ЭМ 4320 производства ГНПО «ПЛАНАР» (Белоруссия).



а *б* *в*

Рис. 1. Аттенюатор: *а* – схема электрическая принципиальная; *б* – топология; *в* – изготовленный макет

С помощью измерителя комплексных коэффициентов передачи «Обзор-103» были измерены параметры: модуль S_{11} (возвратные потери) (рис. 2) и модуль S_{21} (вносимое ослабление) (рис. 3).

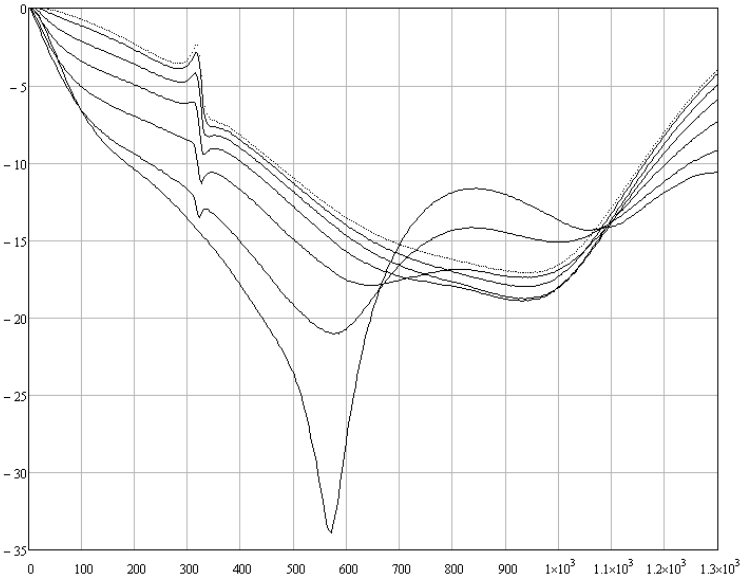


Рис. 2. Семейство измеренных частотных характеристик $|S_{11}|$

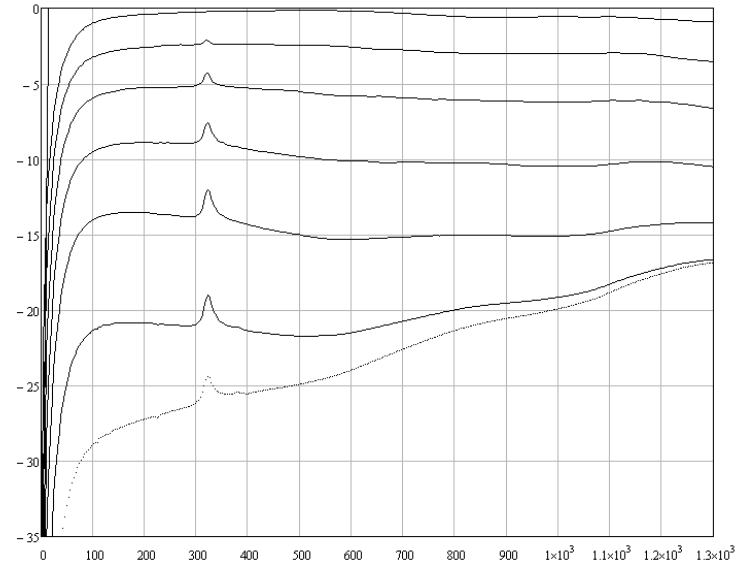


Рис. 3. Семейство измеренных частотных характеристик $|S_{21}|$

Данные, соответствующие рис. 3, приведены в таблице, в которой представлены характеристики аттенюатора в зависимости от поданного на него напряжения.

Зависимость ослабления от напряжения питания

№ п/п	*U*, В	*I*, мА	*L*, дБ
1	0	0	–0,5
2	0,84	<1	–3
3	0,98	<1	–6,1
4	1,14	<1	–10,2
5	1,4	7	–15,1
6	2,38	38÷50	–20
7	7,4	100	–21

Как видно из рис. 3 и таблицы, что при отсутствии питания ($I = 0$, $U = 0$) обеспечивается минимальное вносимое ослабление. Необходимым условием является ограничение по току (не более 100 мА), т.к. при превышении данного порога возможно «выгорание» и, как следствие, порча диодов, входящих в состав аттенюатора.

Результатом разработки является прототип аттенюатора со следующими электрическими характеристиками: полоса рабочих частот 0,4÷1,2 ГГц, диапазон вносимых ослаблений 0,5÷21 дБ. Данная конструкция может быть транспонирована для работы на более высоких частотах, например 10÷40 ГГц.

ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРА ВОЛН ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО ПРОВОДНИКА С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПОКРЫТИЕМ

О.С. Воропаев, аспирант каф. СВЧ и КР

г. Томск, ТУСУР, т. 701-518, 8-905-943-87-85, olswor@mail.ru

Недавно появились работы [1, 2], свидетельствующие об интенсивном излучении электромагнитных волн металлическим проводником с диэлектрическим покрытием (рис. 1). В них сделано предположение о наличии в такой структуре быстрой волны, повышающей интенсивность излучения, описаны условия эксперимента и результаты, подтверждающие это предположение. Поэтому возникла задача более строгого исследования дисперсионного уравнения для данной структуры с целью поиска решений, соответствующих быстрой волне.

Дисперсионное уравнение, описывающее спектр электромагнитных волн в структуре, приводится, например, в [3, 4]. Как известно, поверхностным медленным волнам соответствуют действительные корни, а быстрым волнам – комплексные корни уравнения. В силу

трансцендентности дисперсионного уравнения последнее в действительной области значений аргумента наиболее быстро решается графическим методом. В комплексной области значений аргумента графический метод неприменим и уравнение решается итерационным методом.

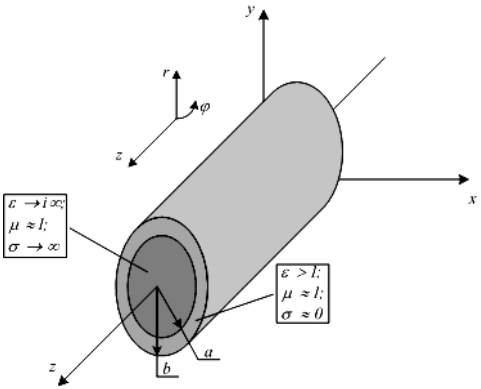


Рис. 1. Металлический проводник с диэлектрическим покрытием

Дисперсионное уравнение для металлического идеально проводящего круглого цилиндра бесконечной длины радиуса a с диэлектрическим покрытием без потерь $(\varepsilon>1)$ и толщиной $(b-a)$ имеет вид [4]

$$\frac{J_0(b\cdot\eta)+C\cdot H_0^{(1)}(b\cdot\eta)}{J_1(b\cdot\eta)+C\cdot H_1^{(1)}(b\cdot\eta)}=\frac{H_0^{(1)}(b\cdot\xi)}{p\cdot H_1^{(1)}(b\cdot\xi)},$$

где

$$C=-\frac{J_0(a\cdot\eta)}{H_0^{(1)}(a\cdot\eta)},\quad p=\frac{\eta}{\varepsilon\cdot\xi},\quad \xi=\sqrt{k^2-h^2},\quad \eta=\sqrt{k^2\cdot\varepsilon-h^2}.$$

Путем численных итераций с помощью систем компьютерной математики Mathcad и Maple для рассматриваемой структуры с фиксированной геометрией (таблица) были найдены два корня, являющиеся решением трансцендентного уравнения.

Параметры структуры

Параметр	Значение
Радиус металлического проводника	$a=3{,}3$ мм
Внешний радиус структуры	$b=20$ мм
Диэлектрическая проницаемость покрытия	$\varepsilon=5{,}86$
Длина волны	$\lambda=0{,}258$ м

Первый корень соответствует действительным значениям аргумента h: $h_1 = 40{,}241$, $\xi = i32{,}035$, $\eta = 43{,}083$. Он принадлежит интервалу $k < h_1 < k \cdot \sqrt{\varepsilon}$ и определяет медленную поверхностную волну. Результат представлен на рис. 2.

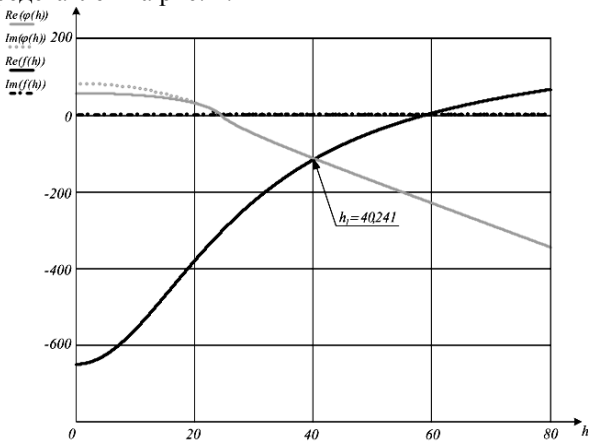


Рис. 2. Решение, соответствующее поверхностной волне

Второй корень соответствует комплексным значениям аргумента $h_2 = 22{,}07 + i47{,}825$, $\xi = 52{,}842 - i19{,}975$, $\eta = 74{,}02 - i14{,}26$ с действительной частью $h_2 < k$. Он расположен в первом квадранте и определяет быструю волну. Результат представлен на рис. 3.

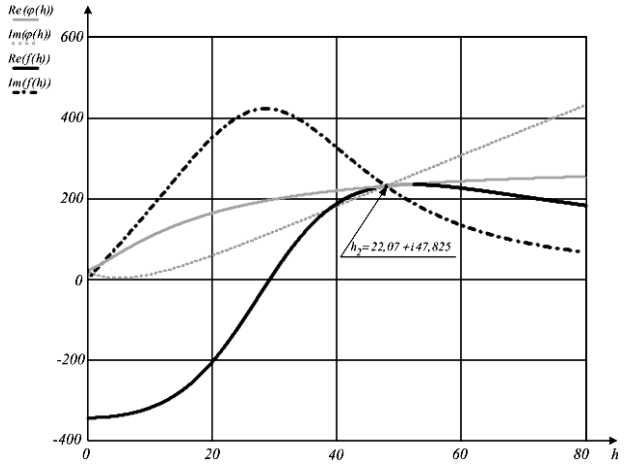


Рис. 3. Решение, соответствующее быстрой волне

Однако второй корень не удовлетворяет условию излучения, что было установлено после взятия вычета в точке, соответствующей этому корню. Таким образом, найденная быстрая волна не принадлежит спектру собственных волн данной направляющей структуры.

Тем не менее предположение о существовании решения дисперсионного уравнения для металлического идеально проводящего цилиндра с диэлектрическим покрытием без потерь получило положительное подтверждение. Для подтверждения или опровержения факта существования корней и в других квадрантах комплексной плоскости необходимо провести более расширенный поиск, для чего потребуется написание специальной программы поиска корней, например по градиентному алгоритму. Необходимо также учесть потери в диэлектрическом покрытии проводника, введя комплексную диэлектрическую проницаемость, а также и в самом проводнике.

ЛИТЕРАТУРА

1. Харченко К.П. Роль радиоволны в проявлении и понимании «кривизны» пространства // ИНФОРМОСТ. Радиоэлектроника и телекоммуникации. 2003. № 3. С. 56–64.

2. Харченко К.П. КВ-антенны – рупоры без видимых стенок. М.: РадиоСофт, 2003. 96 с.

3. Зоммерфельд А. Электродинамика: Пер. с нем. М.: Энергоатомиздат, 1958. 504 с.

4. Бобровников М.С., Старовойтова Р.П. Возбуждение металлического цилиндра с диэлектрическим покрытием // Труды СФТИ. Томск, 1960. Вып. 39. С. 46–57.

5. Иларионов Ю.А., Раевский С.Б., Сморгонский В.Я. Расчет гофрированных и частично заполненных волноводов. М.: Связь, 1980. 200 с.

ПОЛОСОВОЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ СИСТЕМЫ ДАЛЬНЕЙ СВЯЗИ

О.В. Жигунов, студент 5-го курса, А.А. Титов, д.т.н., проф.

г. Томск, ТУСУР, т. 413-365, TitovAA@rzi.tusur.ru

Полосовые усилители мощности (ПУМ) находят широкое применение в радиотехнических системах, предназначенных для передачи и приема сложных радиосигналов, системах нелинейной радиолокации, системах противодействия и управления, поиска, хранения и обработки информации, быстродействующих цифровых системах передачи данных, оптоэлектронных и акустоэлектронных устройствах, аппаратуре для физических исследований [1].

В последние годы в системах связи начинают осваивать диапазон частот 1260…1300 МГц. Как показано в [1], антенны диапазона частот

выше 1 ГГц обладают большим коэффициентом усиления, и поэтому для работы в рассматриваемом диапазоне достаточно иметь усилитель с выходной мощностью около 3 Вт. В соответствии с этим была поставлена задача разработки такого усилителя.

Для сокращения числа каскадов усилителя и минимизации его стоимости проведен сравнительный анализ использования различных схемных решений построения межкаскадных корректирующих цепей, используемых при построении ПУМ. В результате выбрана цепь, обеспечивающая получение максимального коэффициента усиления отдельного усилительного каскада при заданной полосе рабочих частот усилителя и допустимой неравномерности его амплитудно-частотной характеристики. Анализ и оптимизация проводились с использованием пакета программ Microwave Office 2002 фирмы Applied Wave Research.

В результате была разработана принципиальная схема усилителя, приведенная на рис. 1.

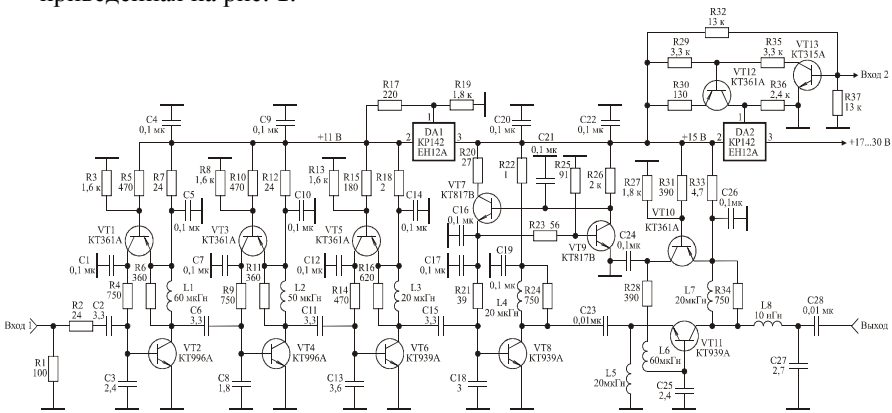


Рис. 1. Принципиальная схема усилителя

Рассматриваемый усилитель является модификацией схемных решений усилителей, описанных в [2], прост в изготовлении и настройке и позволяет осуществлять управление его работой с помощью компьютера, благодаря подаче управляющих синхроимпульсов положительной полярности и амплитудой 1 В на вход 2 (рис. 1). Это дает возможность значительно повысить средний коэффициент полезного действия усилителя при усилении сигналов с большой скважностью.

Усилитель содержит три каскада на транзисторах VT2, VT4, VT6, включенных по схеме с общим эмиттером, и выходной каскад со сложением напряжений на транзисторах VT8 и VT11.

Все транзисторы усилителя, кроме транзистора VT8, работают в режиме класса А с фиксированной рабочей точкой. Стабилизация токов покоя достигается благодаря применению схемы активной коллекторной термостабилизации [2]. Токи покоя при этом устанавливаются подбором номиналов резисторов R5, R10, R15, R31. Уменьшение указанных резисторов приводит к уменьшению токов покоя и наоборот.

Как правило, транзисторы полосовых усилителей мощности работают в режиме с отсечкой коллекторного тока, что позволяет реализовать более высокий коэффициент полезного действия усилителя при большей выходной мощности [3]. Однако в рассматриваемом усилителе использование во всех каскадах режима работы с отсечкой неприемлемо по следующей причине. Средний коэффициент усиления каждого каскада усилителя равен 7…9 дБ. При переходе к режиму работы с отсечкой коэффициент усиления каскада уменьшается примерно на 6 дБ, поскольку одна из усиливаемых полуволн отсекается. В этом случае средний коэффициент усиления каждого каскада оказывается равным 1…3 дБ, и для реализации коэффициента усиления усилителя 30 дБ потребуется 10…15 усилительных каскадов.

Выходной каскад выполнен по схеме со сложением напряжений и обеспечивает сложение в нагрузке сигнальных напряжений, отдаваемых транзисторами VT8 и VT11 [2]. При сборке усилителя следует минимизировать длину цепи, связывающей коллектор транзистора VT8 с эмиттером транзистора VT11. Это обусловлено тем, что наличие индуктивной составляющей указанной цепи приводит к неполному сложению сигнальных напряжений, отдаваемых транзисторами. Транзистор выходного каскада VT8 работает в режиме с отсечкой. Стабилизацию угла отсечки тока коллектора VT8 при изменении уровня усиливаемого сигнала и температуры основания усилителя обеспечивает стабилизатор напряжения базового смещения на транзисторах VT7, VT9 [2]. Требуемый угол отсечки устанавливается подбором номинала резистора R25.

В соответствии с разработанной электрической принципиальной схемой усилителя изготовлена его печатная плата (рис. 2). При разработке печатной платы был использован печатный монтаж.

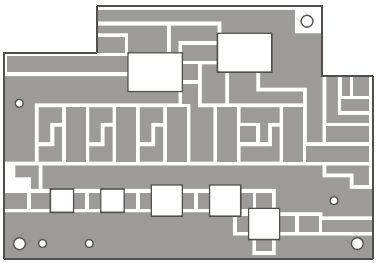


Рис. 2. Печатная плата усилителя

Ожидаемые технические характеристики усилителя:

- полоса рабочих частот – 1290…1310 МГц;
- максимальный уровень выходной мощности – 3…4 Вт;
- коэффициент усиления в режиме малого сигнала – 30 дБ;
- сопротивление генератора и нагрузки – 50 Ом;
- напряжение питания – 17…30 В;
- габаритные размеры корпуса усилителя – 103×65×30 мм.

ЛИТЕРАТУРА

1. Тяпичев Г.А. Как построить трансивер. М.: ДМК-пресс, 2005. 432 с.

2. Титов А.А. Транзисторные усилители мощности МВ и ДМВ. М.: СОЛОН-ПРЕСС, 2006. 328 с.

3. Шахгильдян В.В., Шумилин М.С., Козырев В.Б. и др. Проектирование радиопередатчиков / Под ред. В.В. Шахгильдяна. М.: Радио и связь, 2000. 656 с.

СОВМЕСТНАЯ ПЛОТНОСТЬ ВЕРОЯТНОСТИ ТЕКУЩИХ КООРДИНАТ НАНОЧАСТИЦЫ ПРИ ЕЕ ХАОТИЧНОМ ДВИЖЕНИИ В ПЛОСКОМ СЛОЕ ЖИДКОЙ МАТРИЦЫ

Е.С. Юрков, студент 4-го курса, Р.В. Литвинов, к.ф-м.н., доцент

г. Томск, ТУСУР, т. 8-903-950-19-26, Babylon5@mail.ru

Интенсивное развитие нанотехнологий привело к созданию сред с большим количеством наноразмерных частиц в небольшом объеме матрицы [3]. Наряду с типичными твердыми матрицами, в которых наноразмерные включения жестко фиксированы [4], широкое распространение получили наноколлоидные системы, в которых наночастицы находятся в постоянном хаотичном движении. Основой статистического описания такого движения является многомерный закон распределения плотности вероятности (ПРВ) координат частицы и их скорости. Методика нахождения многомерного закона ПРВ сводится к определению по заданным ПРВ случайных величин ПРВ другой совокупности случайных величин, получаемой из первой детерминированным функциональным преобразованием.

В данной работе получен многомерный закон ПРВ координат частицы и их скорости. В качестве исходных данных используем случайные начальные координаты x_0 и y_0 и случайный угол θ частицы, определяющий направление ее скорости. Все исходные случайные величины являются независимыми и имеют равномерные распределения плотностей вероятностей, которые могут быть описаны соотношениями вида

$$\{P(x_0),P(y_0)\}=rect\left(\{x_0,y_0/\Delta\}\right)/\Delta\ ,$$
$$P(\theta)=rect(\theta/(2\pi))/(2\pi), \qquad (1)$$

где Δ – размер площадки, $rect(\xi)=1$ при $|\xi|\le 0{,}5$ и $rect(\xi)=0$ при $|\xi|>0{,}5$.

Положение наночастицы на плоскости в произвольный момент времени t задается координатами x и y, которые являются детерминированными функциями от случайных величин x_0, y_0 и θ вида

$$\begin{cases} x=x_0+\upsilon t\cos(\theta), \\ y=y_0+\upsilon t\sin(\theta), \end{cases} \qquad (2)$$

где υ – скорость частицы. Для полного статистического описания случайного движения наночастицы на плоскости необходимо определить совместную плотность распределения вероятности случайных величин x и y, что может быть выполнено стандартными методами [2–4]. Знание этой плотности позволяет найти маргинальную плотность $P(x,y,\theta)=\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty}P(x_0)P(y_0)P(\theta)dx_0dy_0d\theta$ [1.39] в виде

$$P(x,y)=\frac{1}{\Delta^2}\left(\frac{\pi}{2}+n\arcsin\left(n\frac{x+\frac{\Delta}{2}}{\upsilon t}\right)\right)^{|n|}\left(\frac{\pi}{2}+m\arcsin\left(m\frac{y+\frac{\Delta}{2}}{\upsilon t}\right)\right)^{|m|},$$

$$(-1)^n\upsilon t-(-1)^{\frac{n(n+1)}{2}}\frac{\Delta}{2}\le x\le(-1)^{\frac{n(n-1)}{2}}\frac{\Delta}{2}-(-1)^n\upsilon t, \qquad (3)$$

$$(-1)^m\upsilon t-(-1)^{\frac{m(m+1)}{2}}\frac{\Delta}{2}\le y\le(-1)^{\frac{m(m-1)}{2}}\frac{\Delta}{2}-(-1)^m\upsilon t,$$

где $n = –1; 0; 1$ и $m = –1; 0; 1$ меняются независимо друг от друга.

Формулы (3) удовлетворяют основному свойству распределения плотности вероятности $\int_{\zeta^n}P_{\xi_1^n}(\zeta_1^n)d\zeta_1^n$ [2.28]. Отметим, что при $\upsilon=0$ или $t=0$ совместная ПРВ принимает вид исходного равномерного распределения величин x_0 и y_0. Результаты расчета ПРВ в моменты времени $t = 4, 5, 10$ приведены на рис. 1, 2 и 3, соответственно, для случая движения наночастицы внутри площадки со стороной $\Delta=1$ [мкм] и скоростью $\upsilon=\Delta/20$.

Характерной особенностью является трансформация совместной ПРВ от равномерной до «куполообразной» формы. Это обусловлено началом наблюдения заданных маргинальных плотностей вероятности, а также учитывая хаотичное движение наночастиц. Достоверность на-

хождения их в каждой координате рассматриваемой области изменяется тем сильнее, чем больше времени прошло.

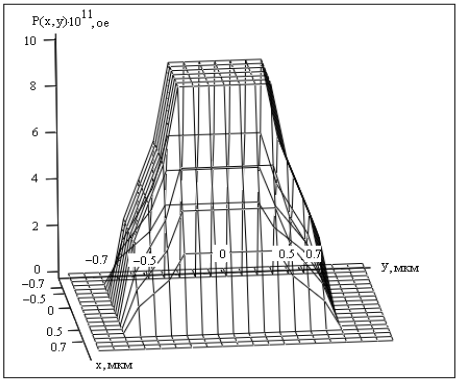


Рис. 1. Совместная ПРВ при $t=4$

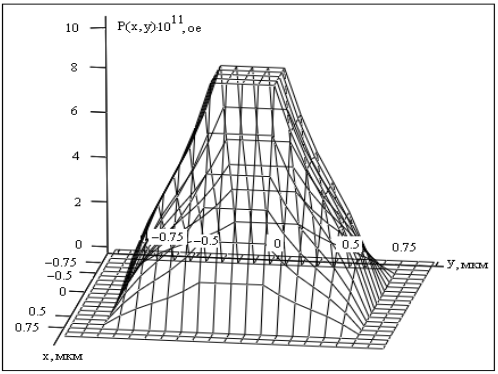


Рис. 2. Совместная ПРВ при $t=5$

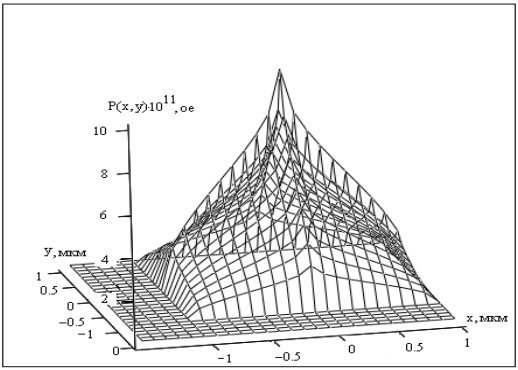


Рис. 3. Совместная ПРВ при $t=10$

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке РФФИ (грант 09-02-99024 р_офи).

ЛИТЕРАТУРА

1. Гудмен Дж. Статистическая оптика. М.: Мир, 1988. 528 с.

2. Левин Б.Р. Теоретические основы статической радиотехники. М.: Радио и связь, 1989. 656 с.

3. Гусев А.И. Нанокристаллические материалы: методы получения и свойства. Екатеринбург: УрО РАН, 1998. 199 с.

4. Суздалев И.П. Нанотехнология: физикохимия нанокластеров, наноструктур и наноматериалов. М.: КомКнига, 2006. 592 с.

СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СЛАБОНЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ПРИ СИНХРОННЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЯХ

М.В. Южанин, аспирант, В.И. Туев, д.т.н., доцент

г. Томск, ТУСУР, mxm@ms.tusur.ru

Слабонелинейные электрические цепи объединяют такие классы устройств, как усилители радиосигналов, электронные коммутаторы, фазовращатели, аттенюаторы и т.д. Наиболее эффективным для анализа слабонелинейных электрических цепей признан метод, основанный на аппарате функциональных рядов Вольтерра (ФРВ) [1, 2], хорошо изученный и разработанный для цепей с одним входом и выходом. Существует класс устройств с двумя входами, на которых присутствуют колебания одинаковой частоты – синхронные детекторы, преобразователи частоты и т.д. Задача расчета спектрального состава выходного нелинейного тока в этих устройствах решена не окончательно.

Цель работы – вывод соотношений для анализа цепей класса Винера–Вольтерра при воздействии двух синхронных гармонических колебаний.

Анализ проведен на примере синхронного детектора на маломощном МДП полевом транзисторе (ПТ), электрическая принципиальная схема которого приведена на рис. 1, *а*. Вывод формул произведен в рамках метода нелинейных токов (МНТ), применяемого для расчета нелинейных передаточных функций (НПФ).

К входам устройства подключены источники опорного колебания и сигнала, с частотами, соответственно равными $\omega_{\Gamma} = \omega_{C} = \omega_0$. К выходу устройства подсоединена нагрузка с сопротивлением $Z_{\text{Н}}(\omega)$.

Расчет переменных составляющих тока зависимого источника ПТ в соответствии с МНТ [1] производится в виде

$$i = \sum_{n=1}^{N} i_n \ , \tag{1}$$

где N – наивысший порядок учитываемой нелинейности; i_n – нелинейный ток n-го порядка.

На основании обобщенных формул для расчета нелинейных эквивалентных источников тока многоэлектродных активных элементов [3] составляющие тока первых трех порядков (N = 3), представляющие практический интерес, можно представить в виде

$$i_1(\omega_1) = \sum_{k=1}^{2} g_k^{(1)} u_k^{(1)}(\omega_1), \tag{2}$$

$$i_2(\omega_1, \omega_2) = \sum_{k=1}^{3} i_{2_k}(\omega_1, \omega_2), \tag{3}$$

$$\left.\begin{aligned} i_{2_1}(\omega_1,\omega_2) &= g_1^{(2)} u_1^{(1)}(\omega_1) u_1^{(1)}(\omega_2), \\ i_{2_2}(\omega_1,\omega_2) &= g_2^{(2)} u_2^{(1)}(\omega_1) u_2^{(1)}(\omega_2), \\ i_{2_3}(\omega_1,\omega_2) &= g_{1,2}^{(1+1)} \left\{ u_1^{(1)}(\omega_1) u_2^{(1)}(\omega_2) \right\}_{Sym}, \end{aligned}\right\} \tag{4}$$

$$i_3(\omega_1, \omega_2, \omega_3) = \sum_{k=1}^{8} i_{3_k}(\omega_1, \omega_2, \omega_3), \tag{5}$$

$$\left.\begin{aligned} i_{3_1}(\omega_1,\omega_2,\omega_3) &= g_1^{(3)} u_1^{(1)}(\omega_1) u_1^{(1)}(\omega_2) u_1^{(1)}(\omega_3), \\ i_{3_2}(\omega_1,\omega_2,\omega_3) &= g_2^{(3)} u_2^{(1)}(\omega_1) u_2^{(1)}(\omega_2) u_2^{(1)}(\omega_3), \\ i_{3_3}(\omega_1,\omega_2,\omega_3) &= g_{1,2}^{(2+1)} \left\{ u_1^{(1)}(\omega_1) u_1^{(1)}(\omega_2) u_2^{(1)}(\omega_3) \right\}_{Sym}, \\ i_{3_4}(\omega_1,\omega_2,\omega_3) &= g_{1,2}^{(1+2)} \left\{ u_1^{(1)}(\omega_1) u_2^{(1)}(\omega_2) u_2^{(1)}(\omega_3) \right\}_{Sym}, \\ i_{3_5}(\omega_1,\omega_2,\omega_3) &= 2 g_1^{(2)} \left\{ u_1^{(1)}(\omega_1) u_1^{(2)}(\omega_2, \omega_3) \right\}_{Sym}, \\ i_{3_6}(\omega_1,\omega_2,\omega_3) &= 2 g_2^{(2)} \left\{ u_2^{(1)}(\omega_1) u_2^{(2)}(\omega_2, \omega_3) \right\}_{Sym}, \\ i_{3_7}(\omega_1,\omega_2,\omega_3) &= 2 g_{1,2}^{(1+1)} \left\{ u_1^{(1)}(\omega_1) u_2^{(2)}(\omega_2, \omega_3) \right\}_{Sym}, \\ i_{3_8}(\omega_1,\omega_2,\omega_3) &= 2 g_{1,2}^{(1+1)} \left\{ u_2^{(1)}(\omega_1) u_1^{(2)}(\omega_2, \omega_3) \right\}_{Sym}, \end{aligned}\right\} \tag{6}$$

где символом $\{\ \}_{Sym}$ обозначена операция симметризации [1].

Частные и смешанные проводимости $g^{(\cdot)}$ в (2)–(6) определяются из разложения оригинальной аналитический функции, описывающей вольт-амперные характеристики ПТ [4], в кратный ряд Тейлора в окрестности рабочей точки, определяемой напряжениями смещения активного элемента.

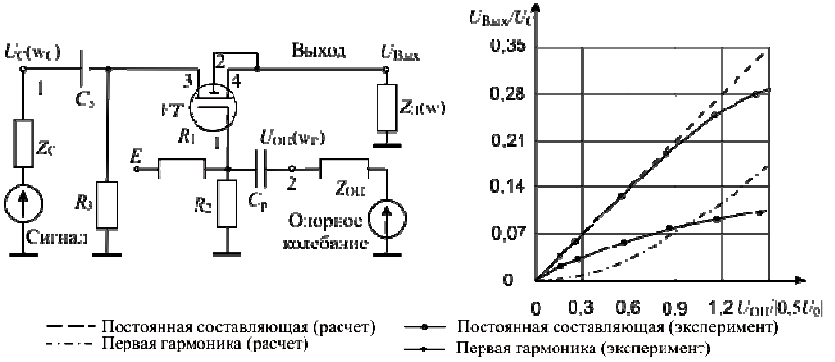
Нелинейные токи (2)–(6) используются для определения НПФ вида $W_n^{k,\ldots,l}[\omega_1,\ldots,\omega_n]$ ($k,\ldots,l$ – номера входов), дающих явную связь отклика и воздействий на конкретных входах [3]. В частности, спектральная составляющая на постоянном токе определяется выражением

$$\dot{U}_{\text{Вых}}(0)=\operatorname{Re}\left(\begin{array}{l} W_2^{1,2}[\omega_{\text{с}},-\omega_{\text{г}}]\,U_{\text{с}}U_{\text{г}}e^{-j\varphi}+ \\ +\frac{1}{2}\left(W_2^{1,1}[\omega_{\text{с}},-\omega_{\text{с}}]\,U_{\text{с}}^2+W_2^{2,2}[\omega_{\text{г}},-\omega_{\text{г}}]\,U_{\text{г}}^2\right)\end{array}\right), \quad (7)$$

где φ – разность фаз колебаний $U_{\text{С}}$ и $U_{\text{ОП}}$.

Первая гармоника воздействий на частоте ω_0 рассчитывается по формуле

$$\dot{U}_{\text{Вых}}(\omega_0)=W_1^1[\omega_0]\,U_{\text{с}}+W_1^2[\omega_0]\,U_{\text{г}}e^{j\varphi}+$$
$$+\frac{3}{4}\left(W_3^{1,1,1}[\omega_0,\omega_0,-\omega_0]\,U_{\text{с}}^3+W_3^{2,2,2}[\omega_0,\omega_0,-\omega_0]\,U_{\text{г}}^3e^{j\varphi}\right)+ \quad (8)$$
$$+\frac{3}{2}\left(W_3^{1,2,2}[\omega_0,\omega_0,-\omega_0]\,U_{\text{с}}\,U_{\text{г}}^2+W_3^{2,2,1}[\omega_0,\omega_0,-\omega_0]\,U_{\text{с}}^2\,U_{\text{г}}\,e^{j\varphi}\right).$$



а *б*

Рис. 2. Электрическая схема (*а*)
и характеристики детектора на полевом транзисторе (*б*)

Сравнительные расчетная и экспериментальная зависимости спектральных составляющих выходного напряжения синхронного детекто-

ра на МДП ПТ типа КП305 от среднеквадратического значения напряжения гетеродина представлены на рис. 2, *б*. Нормирование амплитуды колебания на затворе осуществлено относительно половины раствора передаточной характеристики транзистора (U_0 – пороговое напряжение). В расчете использованы параметры эквивалентной схемы ПТ из [4, 5]. Среднеквадратическое значение сигнала 20 мВ, частота – 1000 Гц.

Предложенные расчетные соотношения позволяют проводить расчет спектральных составляющих реакции слабонелинейных электрических цепей при воздействии двух синхронных гармонических колебаний с произвольной начальной фазой.

ЛИТЕРАТУРА

1. Буссганг Дж., Эрман Л., Грейам Дж. Анализ нелинейных систем при воздействии нескольких входных сигналов // ТИИЭР. 1974. № 8. С. 56–92.

2. Богданович Б.М. Нелинейные искажения в приемно-усилительных устройствах. М.: Связь, 1980. 280 с.

3. Жаркой А.Г., Туев В.И. Расчет нелинейных эквивалентных источников тока многоэлектродных активных элементов // Радиотехника и электроника. 1989. Т. 34, № 6. С. 1142–1150.

4. Южанин М.В., Туев В.И. Аппроксимация вольт-амперных характеристик полевых транзисторов // Научная сессия ТУСУР–2008: материалы докл. Всерос. науч.-техн. конф.: В 5 т. Томск: В-Спектр, 2008. Т. 2. С. 295–297.

5. Жаркой А.Г., Туев В.И. Аппроксимация вольт-амперных характеристик МДП-полевых транзисторов // Известия вузов. Сер. Радиоэлектроника. 1988. № 5. С. 69–70.

СЕКЦИЯ 15

ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА

*Председатель – **Светлаков А.А.**, д.т.н., профессор каф. ЭСАУ;*
*зам. председателя – **Шидловский В.С.**, к.т.н., доцент каф. ИИТ*

АЛГОРИТМ ПОИСКА И ДЕШИФРОВАНИЯ ВРЕМЕННЫХ КОДОВ В ВЕРТИКАЛЬНОМ ИНТЕРВАЛЕ ОБРАТНОГО ХОДА ЛУЧА ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА

Ю.А. Алтухов, студент 4-го курса ФВС,
И.В. Шакиров, к.т.н., доцент каф. ИИТ, с.н.с. ИФПМ СО РАН
г. Томск, ТУСУР, Sokol88@sibmail.com

Вертикальный интервал обратного хода луча (VBI), также известный как VBLANK, – это временной промежуток между концом последней строки одного кадра или поля на растровом дисплее и началом следующего. Он присутствует в сигналах аналогового телевидения. Как правило, VBI не отображается на экране, но его используют для передачи дополнительной информации, такой как телетекст, временные последовательности и т.д. Если необходимо извлечь данную информацию, видеоизображение оцифровывается вместе в VBI областью, как показано на рис. 1.

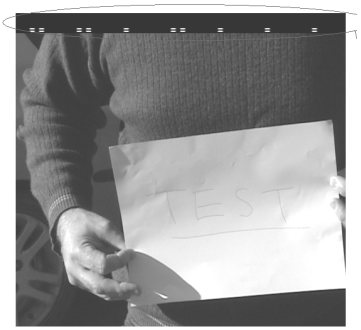


Рис. 1. Оцифрованное изображение ,содержащее VBI (черное поле) и временной код (белые точки на нем)

Учитывая то, что изображение может быть оцифровано с разной частотой дискретизации, положение VBI данных в оцифрованном сигнале не фиксировано. Целью работы является синтез алгоритма для детектирования и дешифрования временных последовательностей в VBI области оцифрованного видеосигнала. Кроме того, этот алгоритм будет вызываться много раз, он должен обладать высокой оптимальностью работы.

На рис. 2 показана строка аналогового телевизионного сигнала с размеченной областью во временной последовательности. Одна строка данного сигнала содержит 90 бит информации.

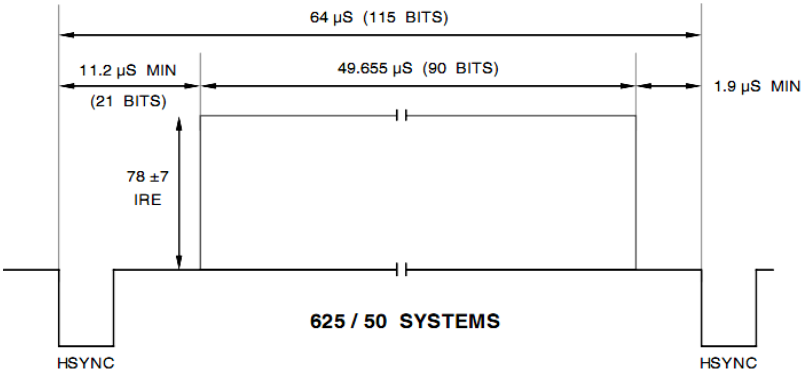


Рис. 2. Положение кодового слова в телевизионной строке

Отобразим этот алгоритм на блок-схеме (рис. 3).

Алгоритм нахождения положения кодового слова в телевизионной строке заключается в следующем. Для начала мы находим порог для определения сигналов. Затем по порогу находим 1-й синхробит, находим ширину этого сигнала, середину, проверяем, наш ли это сигнал. Затем проверяем 2-й синхробит. После проверок переходим в конец строки. Далее начинаем идти в обратном направлении, находим сигнал и будем считать, что это 90-й бит. Рассчитываем параметры этого сигнала и среднее значение для 1-го бита. Затем сравниваем синхробиты с рассчитанными, если они совпадают то мы рассчитали верно, если же нет, то принимаем этот бит за 89-й и рассчитываем для него. И так до тех пор, пока не дойдем до 80-го бита.

Применяя разработанный алгоритм в нахождении и извлечении кода времени из приходящего изображения, мы получаем достаточно оптимальную проверку.

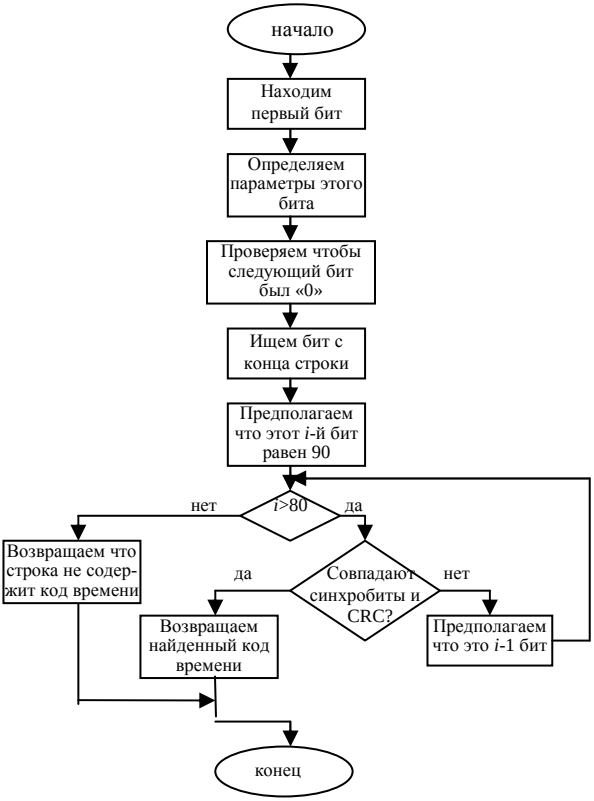


Рис. 3. Блок-схема алгоритма

ЛИТЕРАТУРА

1. Keith J. Video Demystified. Demystifying Technology series, Third Edition. Eagle Rock, VA, 2001.

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЯ ШКАЛЫ

Б.Б. Батоболотова, студентка 4-го курса, каф. ИИТ,
И.В. Шакиров, науч. рук., к.т.н., каф. ИИТ, с.н.с. ИФПМ СО РАН
г. Томск, ТУСУР, simira2@yandex.ru

Для автоматизированной или автоматической системы, использующей подпрограммы обработки изображений, иногда необходимы функции, вычисляющие предварительные характеристики изображения – ее качество, годность использования и т.д.

При работе с любыми изображениями мы в первую очередь всегда обращаем внимание на качество. Для разных типов фотографий качество оценивается по-разному. Например, для художественной фотографии, кроме технического качества, важна композиция предметов, людей, изображенных на ней, контрастность цветов, их яркость. Для фотографий научного характера более важны большая точность, иногда качество цвета и т.д. Большинство фотографов приблизительно оценивают качество фотографии по ее гистограмме.

Для оценки качества изображения мы используем гистограмму. Гистограмма – это график, в котором по горизонтали – яркость от нуля (абсолютно неяркий, черный) до максимума в 255 (абсолютно яркий, белый), а по вертикали – количество точек, имеющих эту яркость. [1]. В разных ситуациях она позволяет дать необходимое представление о рисунке. Если на нем будут преобладать темные тона, то гистограмма будет смещена влево. Если это будет контрастная картина с большими диапазонами белых и темных пятен, например для какой-нибудь художественной фотографии, то на рисунке будут отличаться всплески внизу и вверху диапазона.

При этом способ определения качества по гистограммам можно трактовать по-разному, смотря какой тип рисунка (пейзаж, портрет, цветной, черно-белый график, натюрморт, т.д.). Для того чтобы рисунок смотрелся более или менее нормально, любой фотоаппарат при формировании картинки устанавливает такую экспозицию, при которой хорошо получились бы средние тона (другими словами, чтобы хорошо получилась стандартная 18%-я серая эталонная карта). Обычно камера замеряет освещенность разных участков снимаемой сцены и выбирает некоторое среднее значение [2]. Стандартная 18%-я серая эталонная карта – это такой цвет, в котором есть 18% черного цвета и 82% белого цвета. [3]. Из всего этого можно заключить, что для черно-белой фотографии шкалы гистограмма будет содержать примерно 1 горб около центра шкалы, содержащей в большем количестве серые тона.

Цель и задача работы – синтез алгоритма для однозначного определения качества рисунка шкалы по некоторым критериям. Входной информацией для программы будет являться рисунок, а выходными – значения функций, вычисляющих качество рисунка: допустимое (значение = 0) или недопустимое качество рисунка (значение = –1). Критериями качества рисунка можно сделать ширину горба, их количество, центр масс всей диаграммы и т.д.

Алгоритмы критериев качества рисунка. Для наглядности представления этого алгоритма программа была описана в математическом пакете MathCAD. При этом функции, составленные для быст-

рого нахождения качества рисунка, заложены в библиотеку формата dll – hist.dll и находятся в папке: C:\Program Files\Mathsoft\Mathcad 13\userefi.

Исходное изображение шкалы прибора, которое хранится на диске в заранее указанном месте, загружается в файл MathCAD. Пример шкалы приведен на рис. 1. Сначала строится точная гистограмма этого рисунка (рис. 2), потом – его сглаженный вариант (рис. 3). Функция, которая строит точную гистограмму – MyHist(), – это вектор с индексами от 0 до 255, хранящий значения количества пикселей, яркость которых соответствует индексу. Сглаженный вариант строится по принципу усреднения гистограммы по малому отрезку, т.е. каждое новое значение гистограммы берется равным среднему значению от точной гистограммы по малому отрезку (20 точек из 256) значений яркостей гистограммы (значения *X*). Это функция MySmooth(), параметром которой является вектор гистограммы, а ее значение – сглаженная гистограмма. Сглаженный вариант гистограммы нужен для того, чтобы исключить малозначащие всплески гистограммы, которые мешают при подсчете количества горбов.

Рис. 1. Пример изображения шкалы

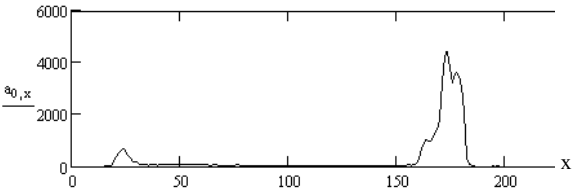


Рис. 2. Исходная, несглаженная гистограмма

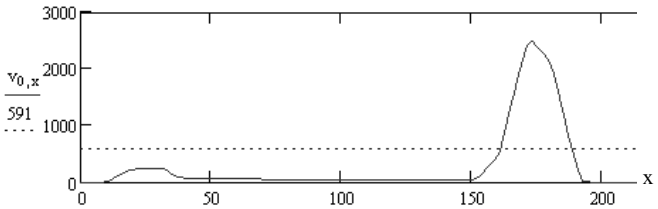


Рис. 3. Сглаженная гистограмма

Рисунок 3 выглядит более гладко, при этом видно, что значения начальных 10 и конечных 10 точек равны 0, т.к. для них при таком принципе сглаживания значения неопределенны и по умолчанию приравниваются нулю.

Для определения качества фотографии были использованы два критерия: количество горбов и ширина горбов. Этих двух критериев

достаточно, чтобы картинка, имеющая положительную оценку по этим критериям, успешно использовалась на стадии определения угла наклона стрелки манометра.

Первый критерий (функция ka4estvo1) – количество горбов – находится по уровню = 1/5 максимальной высоты сглаженной гистограммы, изображенной пунктирной линией на рис. 3. На этом уровне функция проверяет все значения вектора гистограммы по индексам от 0 до 255 и считает количество горбов по его границам – это точки перехода гистограммы через значение 1/5 максимальной высоты. При этом оптимальным количеством горбов считается один, т.к. любой фотоаппарат, формируя изображение, выставляет такую экспозицию, чтобы изображение было не слишком ярким и не слишком темным. Функция ka4estvo1 возвращает 0, если количество горбов = 1, и –1, если оно равно другому числу.

Следующим шагом является вычисление ширины горба (функция width). Она вычисляется для изображений с любым количеством горбов и равна количеству точек *X*, на которых значение *Y* больше заданного уровня (1/5 максимального значения).

Второй критерий (функция ka4estvo2) определяет процентное соотношение ширины горба от всей длины, причем, чем она больше, тем лучше. Функция ka4estvo2 возвращает 0, если ширина горба ≥ 25%, и –1, если меньше.

После вычисления этих операций мы имеем 2 значения, характеризующих качество изображения. Пример использования этих функций в MathCAD приведен на рис. 4. Если они оба равны 0, то запускаются дальнейшие приложения системы, если же хоть один из них не равен 0, то на фотоаппарат отправляются команды перенастройки для получения более качественных изображений.

В результате видно, что качество рисунка по двум критериям удовлетворяет требованиям.

В результате выполненной работы были разработан алгоритм определения качества изображения, который однозначно определяет качество рисунка. Если значения этих функций равны 0, то можно сказать, что фотоаппарат работает нормально и готов к дальнейшему использованию. Если же хоть одно из значений функций, определяющих качество, не дает положительного результата, то основная программа системы может отправить на выполне-

n := ColGorb(v,5)

n = 1

k1 := kachestvo1(n)

k1 = 0

w := width(v,5)

w = 29

k2 := kachestvo2(w)

k2 = 0

Рис. 4. Пример листинга алгоритма в MathCAD

ние дополнительные команды ручной или автоматической настройки фотоаппарата. Это могут быть настройки экспозиции, выдержки, чувствительности.

Недостатком алгоритма является то, что он работает с черно-белыми изображениями циферблатов и будет давать неоднозначный результат при работе с цветными изображениями. Однако данный тип шкал (черно-белый) является основным в стрелочных приборах. Поэтому работа с другими цветовыми типами шкал не осуществлялась, но может быть выполнена по необходимости.

ЛИТЕРАТУРА

1. Интернет-ресурс: http://www.photoliner.ru/index.php?id=1
2. Интернет-ресурс: http://smola.gluek.info/dokuwiki/blog?first=30
3. Интернет-ресурс: http://photo-element.ru/ts/grey_card/grey_card.html

АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛА ОТКЛОНЕНИЯ СТРЕЛКИ ПО ФОТОСНИМКАМ СТРЕЛОЧНОГО ПРИБОРА

Д.В. Дятлов, каф. ИИТ, И.В. Шакиров, науч. рук., к.т.н., доцент каф. ИИТ, с.н.с. ИФПМ СО РАН
г. Томск, ТУСУР, dyatlov@ms.tusur.ru

В настоящее время достаточно широко распространены различные стрелочные приборы, и в некоторых случаях их применение более рационально, чем применение цифровых приборов. Однако при изготовлении стрелочных средств измерения зачастую возникает проблема зависимости точности прибора от точности калибровки, которая производится вручную. Так, было решено разработать установку, позволяющую в автоматическом режиме строить шкалу для каждого конкретного прибора. Производится это следующим образом: на этот прибор (без шкалы) подается изменяющийся сигнал измеряемой им величины; одновременно фиксируется угол отклонения его стрелки (по снимку с камеры) и определяется текущее значение измеряемой величины (эталонным измерителем). Таким образом, составляется таблица углов отклонения стрелки и по соответствующим им значениям измеряемой величины строится шкала. По этой таблице и строится шкала.

В данной статье описывается алгоритм, позволяющий определить текущий угол отклонения стрелки стрелочного прибора.

Описание алгоритма

1. Сравнение двух снимков при разных углах отклонения стрелки прибора. Производится фотосъемка стрелочного прибора при изменяющихся значениях величины, измеряемой этим прибором. Положение камеры и прибора жестко зафиксировано, следовательно, два та-

ких снимка в идеале будут различаться лишь положением стрелки, контур которой можно определить сравнением матриц изображений.

Пусть *A*, *B* – матрицы изображений прибора с разными углами отклонения стрелки; *C* – бинарное изображение стрелки на снимке, представленном матрицей B [1].

Тогда

$$C_{i,j} = \begin{cases} 1, \text{если } A_{i,j} - B_{i,j} > l, \\ 0, \text{если } A_{i,j} - B_{i,j} \le l. \end{cases} \quad (1)$$

Здесь l – некоторый пороговый уровень, определяющий чувствительность. Определяется экспериментально из тех соображений, что, с одной стороны, требуется высокая четкость полученного следа стрелки, а с другой стороны, уровень шума должен быть как можно ниже.

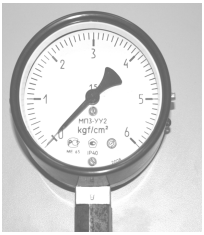


Рис. 1. Снимок *а*

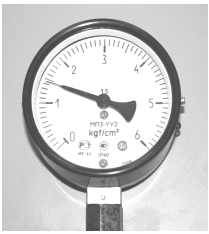


Рис. 2. Снимок *б*

Рис. 3. Изображение *с*,
полученное при сравнении снимков *а* и *б*

2. Удаление шума. В реальных условиях, вследствие некоторой непостоянности условий освещения, вибраций, цифровых шумов камеры на результирующем изображении, кроме следа стрелки, будут присутствовать шумы, которые для правильной работы алгоритма требуется удалить. Для этого на изображении выделяются замкнутые области [1] (например, методом «жука») и находится длина контуров, охватывающих их. Таким образом, отсеиваются области с малой площадью, и остается область, соответствующая стрелке.

3. Определение центра вращения стрелки. Для определения угла отклонения стрелки требуется найти две точки, одна из которых соответствует центру вращения, а другая – острию. Положение центра вращения определяется один раз и остается постоянным для всей серии снимков. В данной версии алгоритма нахождение центра вращения осуществляется как минимум по трем последовательным снимкам прибора с различными углами отклонения стрелки. Эти снимки сравниваются друг с другом, в результате чего получается три изображения, аналогичных рис. 3, с различными положениями стрелки. На каждом из этих трех изображений находится острие стрелки. Делается это следующим образом. На исходном снимке прибор вписывается в квадратную область (рис. 4); затем эта область накладывается на изображение стрелки, полученное при сравнении снимков, и осуществляется обход этой области по траектории, показанной на рис. 5. Таким образом, находится точка, принадлежащая контуру, ограничивающему стрелку, и являющаяся ближайшей к границе области. Если так обработать три изображения, то будут найдены три положения острия стрелки. А этого уже достаточно для нахождения координат центра вращения.

Рис. 4. Квадратная область

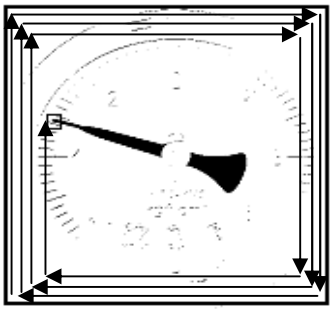


Рис. 5. Нахождение острия стрелки

Определение координат центра вращения стрелки иллюстрируется рис. 6. Три точки соединяются линиями, а точка пересечения серединных перпендикуляров к этим линиям является искомым центром вращения. Для увеличения точности следует использовать большее количество изображений и, соответственно, пересекающихся перпендикуляров.

Математически задача сводится к нахождению двух уравнений прямых по координатам принадлежащих им точек и решению системы из двух линейных алгебраических уравнений.

Уравнение прямой по координатам двух принадлежащих ей точек:

$$\frac{x-x_1}{x_2-x_1}=\frac{y-y_1}{y_2-y_1}. \qquad (1)$$

Угловой коэффициент этой прямой:

$$k=\frac{y_2-y_1}{x_2-x_1}. \qquad (2)$$

Уравнение прямой, проходящей через заданную точку и перпендикулярно заданной прямой:

Рис. 6. Нахождение центра вращения стрелки

$$y-y_{\text{M}}=-\frac{1}{k}(x-x_{\text{M}}), \qquad (3)$$

где $(x_{\text{M}}, y_{\text{M}})$ – координаты точки; k – угловой коэффициент заданной прямой.

Применительно к нашему случаю для отрезка *A*1*A*2:

$$x_{m1}=\frac{x_{A1}+x_{A2}}{2}, \qquad (4)$$

$$y_{m1}=\frac{y_{A1}+y_{A2}}{2}. \qquad (5)$$

(4), (5) – координаты середины отрезка A1A2

Следовательно, по выражениям (2)–(5) находится уравнение для серединного перпендикуляра к отрезку A1A2:

$$y-y_{m1}=-\frac{x_{A2}-x_{A1}}{y_{A2}-y_{A1}}(x-x_{m1}). \qquad (6)$$

Аналогично для отрезка A2A3:

$$x_{m2}=\frac{x_{A2}+x_{A3}}{2},$$

$$y_{m1}=\frac{y_{A1}+y_{A2}}{2},$$

$$y-y_{m2}=-\frac{x_{A3}-x_{A2}}{y_{A3}-y_{A2}}(x-x_{m2}). \qquad (7)$$

Решение системы из уравнений (6) и (7) дает искомые координаты центра вращения стрелки. Зная эти координаты, можно определять угол отклонения стрелки по очередному положению ее острия (рис. 7).

Угол отклонения α будет определяться как

$$\alpha=\text{arctg}\left(\frac{X_{\text{A}}-X_{\text{O}}}{Y_{\text{A}}-Y_{\text{O}}}\right).$$

Предложенный алгоритм позволяет определять угол отклонения стрелки относительно горизонтали на стрелочном приборе. Данный алгоритм используется в составе автоматизированного комплекса построения шкал измерительных приборов, разрабатываемого на кафедре ИИТ в рамках группового проектного обучения.

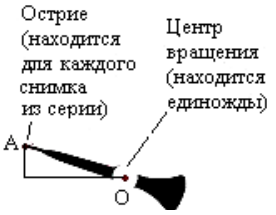


Рис. 7

Основным недостатком данного алгоритма является требование полной неподвижности камеры относительно стрелочного прибора, так как даже малые ее колебания приводят к возникновению значительных помех. Следующий этап работы будет направлен на разработку алгоритма совмещения изображений, полученных при различных положениях камеры, который позволит избавиться от этого недостатка. В заключение можно отметить, что подобный подход может быть применен не только для построения шкал, но и для автоматического дистанционного считывания показаний аналоговых приборов, расположенных на приборной панели (например, при помощи веб-камеры).

ЛИТЕРАТУРА

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2006. 1072 с.

2. Ласло М. Вычислительная геометрия и компьютерная графика на С++: Пер. с англ. М.: БИНОМ, 1997. 304 с.

ОБЗОР МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ЭФФЕКТА ДИСТОРСИИ В ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ С ОСЕВОЙ СИММЕТРИЕЙ

Д.Н. Федоров, студент 3-го курса, каф. ИИТ,
М.С. Кузовлев, аспирант ИФПМ СО РАН
г. Томск, ТУСУР, т. 8-913-869-20-99, cloud69wind@sibmail.com

В современных технических устройствах формирования изображений для передачи световых лучей на воспринимающий элемент наиболее широко применяются линзы, а чаще – системы линз, что, кроме существенных плюсов, имеет и минусы – оптические искажения, связанные с линзами. Целью данной статьи является обзор физических свойств и математической модели одной из аберраций оптических систем – дисторсии для работы по созданию программного продукта, устраняющего эффект данного искажения.

Дисторсия – это искажение изображения оптических систем, обусловленное тонкими внеосевыми наклонными пучками лучей, при ко-

тором линейное увеличение изменяется по полю зрения. При этом нарушается подобие между объектом (рис. 1, *а*) и его изображением (рис. 1, *б*).

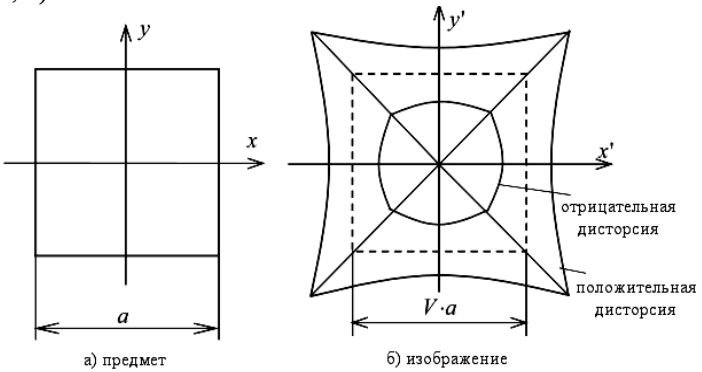


Рис. 1. Эффект дисторсии положительной и отрицательной

Дисторсия положительна, если увеличение на краю поля зрения больше, чем в центре, и отрицательна, если увеличение, по мере перехода к краю поля зрения, уменьшается.

Явление дисторсии особенно вредно и требует учета при проведении измерений по фотографиям, когда требуется получить точное представление о координатах изображенных объектов. Например, при аэрофотосъемке или фотограмметрии.

Дисторсия оптических систем с осевой симметрией. Это наиболее важный практический случай. Прямые линии изображаются кривыми, кроме тех, которые лежат в одной плоскости с оптической осью. Например, изображение квадрата, центр которого пересекает оптическая ось, имеет вид подушки при положительной дисторсии, и вид бочки – при отрицательной (рис. 2).

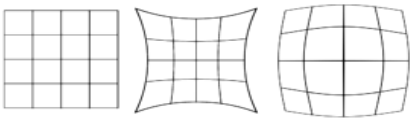


Рис. 2. Эффект дисторсии

Дисторсия обусловливается тем, что увеличение оптической системы с осевой симметрией при больших углах падения пучков лучей зависит от угла между осями пучка и системы и соответственно меняется от центра изображения к периферии.

Количественно дисторсия выражается через так называемую относительную дисторсию,

$$\nu = [(b - b_0)/b_0]100\%,$$

где b_0 – линейное увеличение идеальной системы без дисторсии; b – реальное увеличение.

На оптической оси увеличение равно идеальному, отклонение от него обычно достигает максимума по краю поля зрения (рис. 3). Поэтому для характеристики дисторсии оптической системы обычно за b берется увеличение по краю.

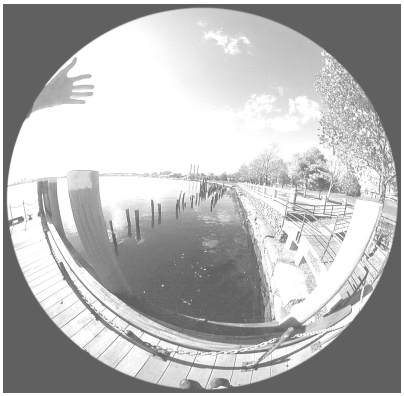


Рис. 3. Снимок фотоаппарата с широкоугольным объективом

Для одной и той же системы дисторсия зависит от расстояния до объекта, и, соответственно, от увеличения b_0. Как правило, если дисторсия мала или отсутствует при одном расстоянии, она будет мала и при другом.

Дисторсия зависит также и от длины волны, что дает побочный эффект, сходный с хроматизмом увеличения, и может считаться хроматической аберрацией. Поэтому, строго говоря, дисторсия снижает разрешающую способность, хотя влияние этого обычно невелико.

В зрительных трубах и биноклях дисторсия может быть уничтожена практически полностью. Дверные глазки, которые представляют собой широкоугольные зрительные трубы, намеренно изготавливаются с очень большой бочкообразной дисторсией, чтобы можно было, сохраняя широкий угол зрения, рассмотреть при большом увеличении лицо по центру.

Эффект дисторсии в оптических системах находит практическое применение, но намного чаще он вреден, исправляется подбором линз и других элементов оптической системы при ее разработке. Если присутствует в цифровом изображении, может быть исправлен программно, а также использован с практической целью – получение неискаженного изображения широкого угла обзора – кубической панорамы.

Математическое описание. Пусть $\vec{r} = (y, z)$ – вектор, задающий две координаты в плоскости, расположенной перпендикулярно оптической оси (координата x вдоль оси сюда не входит). Для идеального изображения все лучи, вышедшие из точки с координатами $\vec{r}$ и прошедшие через оптическую систему, попадут в точку изображения

с координатами $\vec{R}$, которые определяются по формуле $\vec{R}=b_0\vec{r}$, где b_0 – коэффициент линейного увеличения.

Если присутствует дисторсия третьего порядка (бывает только нечетных порядков: третьего, пятого, седьмого и т.д.), тогда лучи из $\vec{r}$ попадут в

$$\vec{R}=b_0\vec{r}+F_3r^2\vec{r},$$

где $r-\vec{r}$ длина; F_3 – дисторсия третьего порядка, которая обычно вносит наибольший вклад в искажение формы. Если F_3 имеет тот же знак, что и b_0, возникнет «подушка», в противном случае – «бочка».

Если есть дисторсия высших порядков $F_n > 3$, тогда лучи из $\vec{r}$ попадают в

$$\vec{R}=b_0\vec{r}+F_3r^2\vec{r}+F_5r^4\vec{r}+F_7r^6\vec{r}+\dots.$$

В этом случае искажения формы могут иметь более сложный вид, хотя на практике (например, в фотографии) это можно увидеть очень редко. F_n зависят от расстояния до изображаемого предмета и от длины волны.

Если нужно учитывать другие аберрации, то в выражение для $\vec{R}$ добавляются другие слагаемые, зависящие не только от $\vec{r}$, но и от координат луча во входном зрачке.

Таким образом, в данной работе были рассмотрены свойства явления дисторсии оптических систем. Как правило, оно вредно и требует учета в фотосъемке, системах наблюдения, фотограмметрии, работах с измерениями по изображениям. Представленное в работе описание соответствующей математической модели позволяет синтезировать алгоритмы, устраняющие искажения, или алгоритмы, реализующие эти искажения, для реалистических модельных изображений и их программную реализацию в дальнейшей работе.

ЛИТЕРАТУРА

1. Википедия http://ru.wikipedia.org/

2. Ландсберг Г.С. Оптика: Учеб. пособие для вузов. 6-е изд., стереот. М.: Физматлит, 2003. 848 с.

3. Форсайт Д.А., Понс Ж. Компьютерное зрение. Современный подход: Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. 928 с.

ПРЕДВАРИТЕЛЬНАЯ ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЯ В СИСТЕМЕ РАСПОЗНАВАНИЯ АВТОМОБИЛЬНЫХ НОМЕРОВ

С.С. Харламов, студент 4-го курса, каф. ИИТ,
А.Е. Карелин, науч. рук., к.т.н., доцент каф. ИИТ
г. Томск, ТУСУР, kae@iit.tusur.ru, sergey.s.harlamov@gmail.com

Реальные изображения наряду с полезной информацией содержат различные помехи. Источниками помех являются собственные шумы фотоприемных устройств, зернистость фотоматериалов, шумы каналов связи, плохие условия съемки, шумы, возникающие при ночной фото-, видеосъемке, помехи при передаче по аналоговым каналам.

Помехи на изображении могут привести к ошибочным результатам работы различных алгоритмов обработки изображения, например в задаче распознавания автомобильных номеров. Следовательно, необходимо проводить предварительную обработку входного изображения с целью удаления шумов. При этом предварительная обработка не должна искажать информацию, необходимую для корректного распознавания номеров. Предварительная обработка используется после получения информации с датчика и представляет собой применение операций усреднения и выравнивания гистограмм, различного типа фильтров для исключения помех, возникающих в результате аппаратной дискретизации и квантования, а также подавления внешних шумов [1].

Следовательно, необходимо разработать такие алгоритмы, которые позволят проводить фильтрацию и сегментацию изображения с наибольшей скоростью и с наименьшими затратами ресурсов персонального компьютера. Большинство методов обработки (например, медианный фильтр) усложняется с переходом к двухмерному сигналу. Обработка изображений вносит сюда несколько новых понятий, таких как связность и ротационная инвариантность, которые имеют смысл только для двухмерных сигналов. В обработке сигналов широко используются преобразование Фурье, а также вейвлет-преобразование и фильтр Габора [1].

В большинстве случаев, применительно к задаче распознавания автомобильных номеров, можно предположить, что информация о помехе содержится в низкочастотной области спектра сигнала, а полезная информация – в высокочастотной. Это связано с тем, что нахождение непосредственно автомобильного номера на изображении, выделение на нем знаков и их последующее распознавание осуществляются с помощью существования стабильных различий в яркостях отдельных областей поля зрения.

Алгоритмы шумоподавления обычно специализируются на подавлении какого-то конкретного вида шума. Не существует пока уни-

версальных фильтров, детектирующих и подавляющих все виды шумов. Однако многие шумы можно довольно хорошо приблизить моделью белого гауссовского шума, поэтому разработанный алгоритм ориентирован на подавление именно этого вида шума. Следовательно, необходимо использовать математические функции, позволяющие анализировать различные частотные компоненты данных.

Одним из перспективных направлений обработки изображений является вейвлет-анализ [2], который позволяет строить эффективные алгоритмы предварительной обработки изображений. Нами предложен следующий метод применения вейвлет-преобразования для предварительной обработки изображений в задаче распознавания автомобильных номеров. Получим матрицу, коэффициенты которой соответствуют низкочастотной составляющей входного изображения, используя самый распространенный набор дискретных вейвлет-преобразований – Добеши [2]. В результате фильтрации вместо одного изображения размером $M \times N$ вейвлет-преобразование дает четыре изображения размером $(M/2) \times (N/2)$. Фильтрация низкочастотным фильтром по горизонтали и по вертикали дает самое высокоинформативное изображение, так как на низкочастотном уровне и необходимо проводить дальнейшую фильтрацию, тогда как результат обработки высокочастотным фильтром по горизонтали и по вертикали необходим только для обратного вейвлет-преобразования, используя свойство точного восстановления (*PR*).

$$S(\xi - x) = e^{-\frac{1}{2}\left(\frac{\delta(f(\xi) - f(x)}{\sigma_r}\right)^2}, \qquad (1)$$

$$k(x) = \int_{-\infty}^{\infty}\int_{-\infty}^{\infty} c(\xi - x) s(f(\xi) - f(x)) d\xi . \qquad (2)$$

Для фильтрации низкочастотной составляющей изображения был выбран адаптивный двусторонний фильтр [3], так как применение простейших методов фильтрации изображения (медианная фильтрация, фильтр Гаусса) хорошо подавляет шум, но удаляет детали. Двусторонний же фильтр усредняет окружающие пиксели с весами, то есть заменяет значение пикселя взвешенным средним результатом его соседей.

Значения пикселей по соседству подобны друг другу, и двусторонний фильтр действует как стандартный фильтр Гаусса, усредняя малые, слабо коррелированные различия между пикселями, искаженными шумом. Когда двусторонний фильтр сосредоточен на пикселе светлой стороны границы, функция (1) принимает значения, близкие к единице для пикселей находящихся на той же стороне, и значения, близкие к нулю, для пикселей, находящихся на темной стороне грани-

цы. Условие нормализации (2) гарантирует, что веса всех пикселей принимают значения до единицы. Как результат, фильтр заменяет светлые пиксели в центре фильтра средним значением соседних светлых пикселей в окрестности, по существу игнорируя темные пиксели. И наоборот, когда фильтр сосредоточен на темной стороне границы, принимаются во внимание темные пиксели в окрестности, а светлые игнорируются. Таким образом, фильтр позволяет сгладить шум на однородной области, сохраняя в то же время четкость границ, что является наиболее приемлемым результатом фильтрации в задаче распознавания автомобильных номеров.

Результат работы алгоритма представлен на рис. 1.

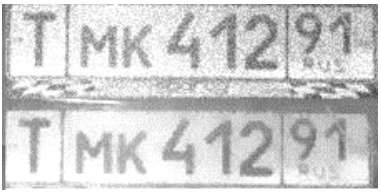


Рис. 1. Результат работы алгоритма

Предложенный метод предварительной обработки изображения двусторонним фильтром низкочастотной составляющей входного изображения позволяет избавиться от низкоуровневых шумов, сохраняя в то же время четкие границы, которые необходимы для качественной работы алгоритма выделения контуров.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шлихт Г.Ю. Цифровая обработка цветных изображений. М.: ЭКОМ, 1997. 336 с.

2. Дьяконов В.П. Вейвлеты. От теории к практике. М.: СОЛОН-Р, 2002.

3. Tomasi C., Manduchi R. Bilateral Filtering for Gray and Color Images // Proceedings of the 1998 IEEE International Conference on Computer Vision. Bombay, India.

РАЗРАБОТКА И АВТОМАТИЗАЦИЯ УСТРОЙСТВА ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОГО ИЗМЕРЕНИЯ УДЕЛЬНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ПОЛУИЗОЛИРУЮЩИХ ПОЛУПРОВОДНИКОВ ЧАСТОТНЫМ МЕТОДОМ

С.В. Маморцев, Ю.А. Зорин, магистранты 5-го курса, каф. ПрЭ

г. Томск, ТУСУР, т. 8-923-404-25-44, e-mail: yurakaz@mail.ru

В настоящее время технологический контроль электрофизических параметров выпускаемых в России полупроводниковых материалов затруднен отсутствием универсальных, неразрушающих методов. Данная проблема стоит особенно остро, так как открылись и строятся новые предприятия в Иркутске, Абакане, Кемерове, Усолье-Сибирском,

на которых полупроводниковые материалы выпускаются в больших масштабах, в особенности для нужд солнечной энергетики.

К основным электрофизическим параметрам полупроводника относят удельное сопротивление, время жизни неосновных носителей заряда и тип проводимости. Разработан измерительно-вычислительный комплекс для бесконтактного неразрушающего контроля указанных электрофизических параметров полупроводников [1, 2]. Данный комплекс способен измерять удельное сопротивление полупроводниковых пластин в диапазоне от 10^{-3} до 10^{5} Ом·см. Метод измерения, основанный на регистрации потерь прошедшей через СВЧ-резонатор мощности, используемый в этом комплексе, не позволяет измерять более высокоомные образцы материалов. Невозможность понижения резонансной частоты LC-контура резонатора до определенных значений связана с конечной величиной индуктивной составляющей контура. Найден способ измерения удельного сопротивления высокоомных (полуизолирующих) полупроводников в диапазоне от 10^{3} до 10^{11} Ом·см с помощью определения частоты RC-генератора с мостом Вина в цепи положительной обратной связи, описанный в работе [3].

Схема регистрации сигнала (рис. 1) состоит из частотомера, подключенного к выходу RC-генератора с выходом на персональный компьютер.

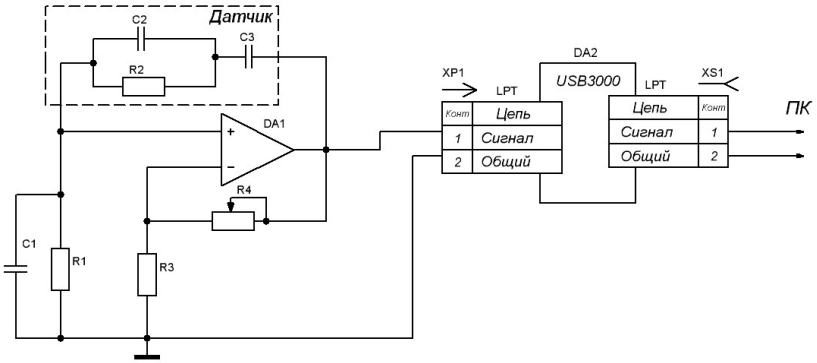


Рис. 1. Принципиальная схема регистрации удельного сопротивления

Резистор R_1 и конденсатор C_1 – параллельная RC-цепь моста Вина; R_2 – сопротивление участка измеряемого образца, заключенного между пластинами датчика; C_2 – емкость участка измеряемого образца, заключенного между пластинами; C_3 – емкость, образованная диэлектрической пленкой и металлическими обкладками датчика; DA_1 – операционный усилитель с малым дрейфом нуля по входу и выходу; $R_3 – R_4$ – подстраиваемый делитель, регулирующий амплитуду выход-

ного сигнала. Используется датчик накладного типа с высоким пространственным разрешением по глубине проникновения электрического поля в полупроводник. В качестве частотомера используется устройство USB3000 (универсальный скоростной АЦП/ЦАП/логический анализатор на шину USB2.0), имеющее восьмиканальный АЦП, работающий со скоростью до 3 МГц.

Процесс измерения. Датчик жестко скреплен с цилиндрическим, изолированным от помех, корпусом, в котором находится RC-генератор. Управляемый с ПК шаговый двигатель опускает датчик к полупроводнику. При фиксируемом зазоре между образцом и датчиком снимается частота гармонических колебаний с выхода RC-генератора, сравнивается с полученной частотой в отсутствие образца для данного датчика.

Используя полученные с помощью математических выкладок [3] зависимости

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1C_1R_2C_3 + R_1R_2C_1C_2 - R_1R_2C_2C_3}},$$

$$C_2(f) = \frac{\dfrac{1}{R_1R_2\cdot(2\pi f)^2} - C_1C_3}{C_1 - C_3},$$

получаем вычисленные программой значения ρ.

Устройство USB3000 позволяет передавать по протоколу USB на компьютер все значения аналогового сигнала, подаваемого на один из его аналоговых портов. На рис. 2 представлен график полученных результатов, где по оси X отложено количество измерений, а по оси Y – напряжение. Учитывая, что скорость преобразования сигнала в цифровое составляет 3 МГц, соответственно, время снятия одного измерения составляет:

$$t = \frac{1}{3\cdot10^6\,\text{Гц}} \approx 333\,\text{нс} \qquad t = \frac{1}{3\cdot10^6\,\text{Гц}} \approx 333\,\text{нс}.$$

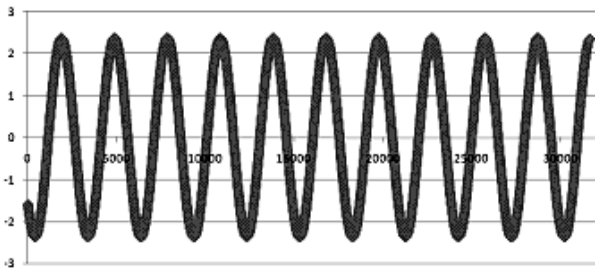


Рис. 2. Полученные результаты измерений с устройства USB3000, представленные в виде графика

Определение частоты программным способом производилось в несколько этапов:

1. Снятие измерений через устройство USB3000 в течение нескольких секунд (измеряемые частоты в пределах от 1 Гц до 10 кГц).

2. Определение суммарного времени измерений с точностью до 1 мс.

3. Получение целочисленного массива с измеренными устройством данными (длина массива составляет порядка 7 млн значений).

4. Определение количества вершин на всем измеренном промежутке (вершина – экстремумы графика).

5. Определение частоты (частота в таком виде равняется отношению количества вершин к суммарному времени, затраченному на все измерения, проводимые устройством USB3000).

ЛИТЕРАТУРА

1. Лапатин Л.Г., Новиков А.Н. Бесконтактное измерение основных параметров мультикремния на СВЧ // Изв. вузов. Физика. 2006. № 9.

2. Зорин Ю.А., Маморцев С.В., Лапатин Л.Г. Измерительно-вычислительный комплекс «Ангара-2» // Молодежь и современные информационные технологии». Сборник трудов VII Всероссийской научно-практической конференции студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 25–27 февраля 2009 г. Томск, 2009.

3. Маморцев С.В., Юнусов И.В. Исследование параметров цепи регистрации удельного сопротивления полуизолирующих полупроводников методом измерения частоты // Сборник трудов Пятнадцатой Всероссийской научной конференции студентов-физиков и молодых ученых, Кемерово, 26 марта – 2 апреля 2009 г. Томск, 2009.

АЛГОРИТМ УДАЛЕНИЯ ШУМА С ИЗОБРАЖЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ

В.В. Щербаков, аспирант каф. ИИТ,
И.В. Шакиров, доцент каф. ИИТ
г. Томск, ТУСУР, т. 8-923-404-52-47, Dr_Scorpion@sibmail.com

В цифровой обработке изображений (ЦОИ) существует ряд типичных задач: распознавание текста, обработка спутниковых снимков, машинное зрение, обработка видеоданных для выделения различных характеристик, обработка технологических изображений, идентификация личности, автоматическое управление транспортными средствами и т.д. В рамках этих задач различными исследователями предложено большое количество алгоритмов обработки, осуществляющих сложные вычисления и анализ данных. Как известно, эти алгоритмы могут работать некорректно, если входные изображения содержат шум. Алгоритмы, предназначенные для подготовки изображений к обработке,

называются алгоритмами предобработки. Как правило, алгоритмы предобработки – это алгоритмы фильтрации шума. Существует огромное количество алгоритмов шумоподавления, работающих на базе стандартного преобразования Фурье, но они имеют ряд недостатков перед перспективным вейвлет-преобразованием, которое получило большое развитие в последнее время: а) исходный сигнал заменяется на периодический, с периодом, равным длительности исследуемого образца; б) плохо работает при изменении параметров процесса со временем (нестационарности), поскольку дает усредненные коэффициенты для всего исследуемого образца. Таким образом, в настоящей работе была поставлена задача синтезировать алгоритм фильтрации изображения от шума на основе вейвлет-преобразования.

В данной работе был разработан алгоритм эффективной фильтрации шумов с изображения. На рис. 1 приведена схема работы разработанного алгоритма.

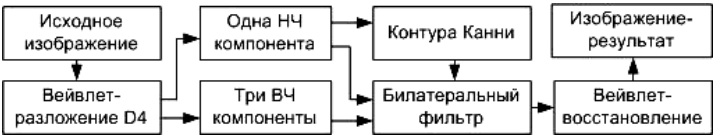
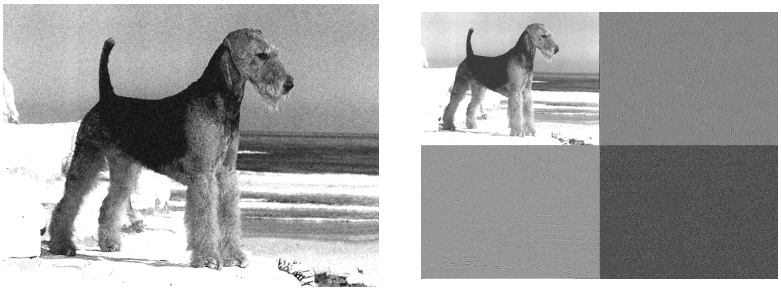


Рис. 1. Структурная схема работы алгоритма

Первым шагом обработки изображения было применение дискретного вейвлет-преобразования к исходному изображению с шумом (рис. 2, *а*).



а *б*

Рис. 2. Исходное изображение с шумом (*а*); изображение после вейвлет-преобразования (*б*)

Самый распространенный набор дискретных вейвлет-преобразований был сформулирован бельгийским математиком И. Добеши в 1988 г. Он основан на использовании рекуррентных соотношений

для вычисления все более точных выборок неявно заданной функции материнского вейвлета с удвоением разрешения при переходе к следующему уровню (масштабу). Мы использовали прямое дискретное вейвлетное преобразование на примере фильтра Добеши 4-го порядка, обозначаемого D4. На данном этапе выделили одну низкочастотную и три высокочастотных компоненты исходного изображения. Результат представлен на рис. 2, *б*. В последующих этапах цифровой обработки мы использовали только высокочастотные компоненты изображения [2].

Вторым шагом алгоритма было выделение контуров на низкочастотной составляющей с помощью детектора границ Канни. В 1986 г. Д. Канни описал алгоритмы обнаружения границ, которые с тех пор стали одним из наиболее широко используемых [3]. Найденные координаты контуров в только НЧ-составляющей со значениями пикселя из всех четырех компонент мы сохраняем для последующего применения в восстановлении изображения.

Следующим этапом было применение билатерального фильтра к низкочастотной составляющей. Билатеральный фильтр сглаживает изображение, он отличается от подобных себе тем, что не заменяет значение пикселя просто взвешенным средним результатом его соседей, а заменяет его взвешенным средним результатом соседей пикселя в «x», «y» и интенсивности.

Последним этапом алгоритма является восстановление изображения. Сохраненные ранее значения пикселей с координатами контуров восстанавливаем на всех четырех компонентах обработанного изображения. После этого применяем обратное преобразование Добеши 4-го порядка. Конечное изображение представлено на рис. 3, *а*.

а

б

в

Рис. 3. Разработанный алгоритм (*а*); медианная фильтрация (*б*); линейная фильтрация (*в*)

Предложенный алгоритм позволяет получить эффективную фильтрацию по сравнению с линейной и медианной. Как видно из рисунков, при одинаковом качестве фильтрации «неба» на заднем плане линейный фильтр сгладил границы, а медианный фильтр исказил детали, в то время как предложенный алгоритм сохранил общую структуру изображения, удалив шум, что дает ему более высокую визуальную оценку. К недостаткам метода следует отнести более высокие вычислительные затраты, однако при современных компьютерных мощностях воспроизведение ряда видеокадров с применением разработанного алгоритма возможно в реальном времени.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005.

2. Дьяконов В.П. Вейвлеты. От теории к практике. М.: СОЛОН-Р, 2002.

3. Canny J. A Computational Approach to Edge Detection // IEEE Trans. on Pattern Analysis and Machine Intelligence. 1986. Vol. 8. No. 6.

ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ РАЗГОННОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ

Н.В. Старовойтов, аспирант, А.В. Майстренко

г. Томск, ТУСУР, т. 8-909-539-96-50, nik531@mail2000.ru

Как известно [1], для описания количественных связей между переменными, характеризующими поведение динамических объектов во времени и пространстве, наиболее часто и плодотворно используются различные классы дифференциальных уравнений. Выбор класса дифференциального уравнения в каждом конкретном случае осуществляется с учетом существующих теоретических представлений о физических, химических, экономических и т.п. процессах и механизмах, лежащих в основе функционирования исследуемого объекта. А определение численных значений параметров выбранного класса дифференциального уравнения сводится, как правило, к задаче минимизации квадратичной или какой-либо иной метрики, характеризующей расстояние между имеющимися измеренными значениями выхода объекта и решения дифференциального уравнения, вычисленными при тех же самых значениях входа объекта, при которых получены имеющиеся измеренные значения его выхода. Из всех известных в настоящее время алгоритмов, с помощью которых могут быть найдены численные значения параметров дифференциального уравнения, наиболее эффективным и, соответственно, наиболее часто используемым является так

называемый алгоритм чувствительности [2], сущность которого рассматривается ниже.

Объектом исследования в данной работе является разгонная характеристика асинхронного двигателя. При этом в качестве входной и выходной переменных данного объекта используются, соответственно, время и угловая скорость вращения вала двигателя, а в качестве дифференциального уравнения, описывающего зависимость между названными переменными, используется обыкновенное дифференциальное уравнение с постоянными коэффициентами и отличной от нуля правой частью. Основная цель работы заключается в том, чтобы проиллюстрировать возможность и «технологию» применения алгоритма чувствительности.

Во-первых, будем считать, что скорость вращения вала двигателя ω от времени t может быть достаточно точно описана с помощью функции

$$\frac{d^2\omega}{dt^2} = a_1\frac{d\omega}{dt} + a_2\omega + a_3 t + a_4 u(t), \quad (1)$$

где $u(t)$ – единичная функция показывающая момент включения двигателя.

Во-вторых, будем предполагать, что у нас имеется некоторое конечное число N пар измерений вида

$$\widetilde{\omega_i} t_i, i = \overline{1,N}, \quad (2)$$

где $\omega_i \omega_i$ – значение скорости вращения вала в момент времени t_i.

В-третьих, для количественной оценки погрешности описания имеющихся у нас измерений функциями вида (1) будем использовать эвклидову метрику S, определяемую равенством

$$S = \left[\sum_{i=1}^{N}(\tilde{\omega}_i - \omega(t_i))^2\right]^{\frac{1}{2}}.$$

В-четвертых, под функцией чувствительности будем понимать равенство следующего вида:

$$W_i(\vec{a}, t) = \frac{\partial w(\vec{a}, t)}{\partial a_i}. \quad (3)$$

Данный алгоритм является итерационным и на каждой итерации выполняется конечная последовательность вычислительных операций. Будем считать, что нами уже выполнено $l-1$ итераций, и получен вектор оценок $\vec{a}^{l-1}$. Представим вектор новых оценок новых параметров $\vec{a}^l$, равенством вида

$$\vec{a}^l = \vec{a}^{l-1} + \overrightarrow{\Delta a}^l, \quad (4)$$

где $\Delta\vec{a}^l$ – вектор поправок.

Разложив известную нам функцию в окрестности значений $\vec{a}^{l-1}$ в ряд Тейлора, ограничившись при этом линейным приближением, учитывая равенства (2) и (3), можно получить следующую систему уравнений:

$$W^l \Delta\vec{a}^l = \Delta\omega, \tag{5}$$

где W^l, $\Delta\omega W^l, \Delta\omega$ – соответственно 4-мерный вектор-столбец и матрица (4×4), элементы которых определяются в соответствии с равенствами

$$\Delta\omega_k^l = W_k \left[\sum_{i=1}^{N} (\tilde{\omega}_i - \omega(\vec{a}^{l-1}, t)) \right]; W_{kj} = W_k * W_j . \tag{6}$$

Полученная система является системой алгебраических уравнений относительно вектора поправок. В качестве ее решения наиболее целесообразно использовать псевдорешение.

На рис. 1 изображена кривая, характеризующая скорость вращения ротора электродвигателя от времени, и соответствующая ей оценка, полученная с помощью предлагаемого алгоритма. При этом коэффициенты уравнения (1) были выбраны равными a_1 = –20,1492; a_2 = = –297,1612; a_3 = –647,2839; $a_3 = 647.2839$ a_4 = –1499,2696.

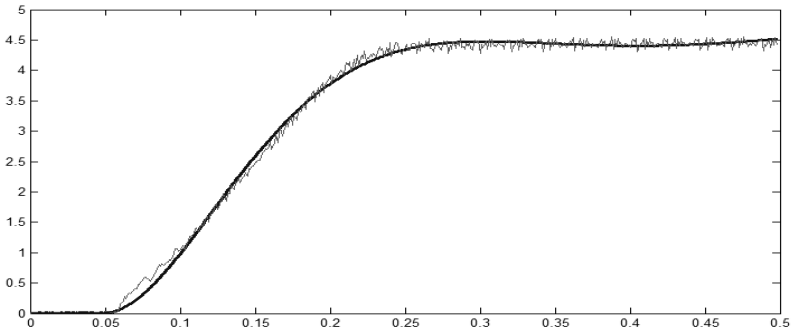


Рис. 1. Результаты эксперимента

Был проведен целый ряд экспериментов для различных типов двигателей и видов нагрузок. На рис. 1 приведен один из них, из которого видно, что предложенная нами математическая модель и алгоритм определения ее коэффициентов позволяют получить достаточно точные оценки угловой скорости вращения вала асинхронного электродвигателя. Среднеквадратическое отклонение оценки от истинных значений составило всего 0,0038. Приблизительно такая же точность наблюдалась и в остальных экспериментах.

ЛИТЕРАТУРА

1. Эйкхофф П. Основы идентификации систем управления. М: Мир, 1975. 683 с.

2. Томович Р., Вукобратович М. Общая теория чувствительности. М: Советское радио, 1972. 240 с.

АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ КОМПЛЕКС ПОСТРОЕНИЯ ШКАЛ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ

И.С. Цевменкова, студентка 4-го курса, каф. ИИТ

г. Томск, ТУСУР

В настоящее время наиболее часто применяемыми датчиками являются цифровые, хотя, как правило, по стрелочным приборам можно более точно отслеживать изменение измеряемой величины (например, по стрелочным спидометрам и расходомерам в машинах). Это можно объяснить следующим образом: для того чтобы корректно произвести градуировку стрелочного прибора, необходимо затратить большое количество временного и человеческого ресурса, так как эта операция в настоящее время осуществляется вручную. Также в некоторых случаях погрешность стрелочных приборов может быть превышена из-за человеческого фактора. Таким образом, встала проблема по автоматизации процесса градуировки шкал измерительных приборов.

Для нашего проекта была поставлена следующая задача: автоматизировать процесс градуировки шкал измерительных приборов для повышения точности их показаний. Также названная выше автоматизированная система позволит сократить затраты по созданию стрелочных измерительных приборов. Такой автоматизированный комплекс построения шкал измерительных приборов можно применять как при градуировке манометров, вольтметров, амперметров, так и для других стрелочных приборов.

Общее описание системы. Структурная схема автоматизированной системы построения шкал измерительных приборов представлена на рис. 1.

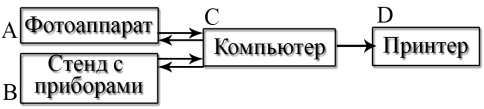


Рис. 1. Структурная схема системы

Всю систему можно условно подразделить на три основные части: стенд с эталонным и градуируемыми приборами, который также включает в себя некоторые технические средства автоматизации, фотоаппарат и принтер. Эти части связаны между собой с помощью ком-

пьютера, т.е. соответствующего программного обеспечения. Рассмотрим состав автоматизированной системы более подробно.

Основной частью системы является экспериментальный стенд, на котором находятся два манометра: аналоговый и цифровой (используется в качестве эталонного). Следует отметить, что для эталона следует подбирать прибор с низкой погрешностью, так как от точности этого прибора зависит правильность градуировки. Также стенд снабжен двухканальным измерителем-регулятором, преобразователем интерфейсов RS-232/RS-485, компрессором и емкостью, в которую нагнетается давление. В качестве эталонного в нашем проекте используется цифровой манометр ДМ5002, предназначенный для измерения избыточного давления и разрежения жидкостей с отображением текущего значения давления на цифровом табло. Диапазон изменения выходного сигнала постоянного тока составляет 4–20 мА при сопротивлении нагрузки 0,6 кОм. Пределы допускаемой основной погрешности показаний приборов, выраженные в процентах от диапазона показаний, соответствуют ±0,1 [1]. Измеритель-регулятор двухканальный ТРМ202 предназначен для измерения и автоматического регулирования, а также других физических параметров, значение которых первичными преобразователями может быть преобразовано в унифицированный сигнал постоянного тока или напряжения [2]. Преобразователь интерфейсов АС3-М предназначен для взаимного электрического преобразования сигналов интерфейсов RS/232 и RS/485, обеспечивает гальваническую изоляцию входов между собой и от питающей сети. Прибор позволяет подключать к промышленной информационной сети RS/485 устройство с интерфейсом RS/232, такое как персональный компьютер [3].

Следующая часть системы – это фотоаппарат Canon EOS 350D, предназначенный в проектируемой системе для получения снимков стрелочного прибора с использованием удаленного контроля камерой с помощью ПК. Соответственно, фотоаппарат должен обладать достаточно высокими техническими характеристиками: число эффективных пикселей 8 млн, датчик CMOS размером 22,2x14,8 мм [4].

Третьей составляющей автоматизированного комплекса является принтер, используемый для вывода построенной шкалы на печать. В данном проекте нами используется цветной принтер FJ290, способный печатать на различных поверхностях, в том числе на твердых неровных материалах с различными типами покрытий, разрешение составляет 2880×720 dpi [5].

Алгоритм построения шкал измерительных приборов следующий:

1. Осуществляется фотосъемка градуируемого прибора с целью определения качества полученного изображения с помощью разработанных критериев качества. Если качество изображения неудовлетво-

рительное, необходимо изменить настройки фотокамеры соответствующим образом.

2. С помощью задания уставок измерителя-регулятора, которое осуществляется программно на ПК, выставляется начальное значение давления, делается снимок градуируемого прибора, а с эталонного цифрового манометра считывается в ПК.

3. Программно изменяем уставки измерителя-регулятора на фиксированное значение Δ до максимального значения измеряемой величины. При достижении каждой уставки фотоаппарат производит съемку градуируемого прибора, а значение с цифрового манометра считывается в ПК.

4. С помощью алгоритма определения угла наклона стрелки получаем набор углов наклона α_i, соответствующих каждому установленному значению измеряемой величины.

5. Для построения шкалы прибора сопоставляем значения углов наклона стрелки с соответствующими значениями измеряемой величины, полученными с цифрового манометра, и используем алгоритм построения шкалы.

6. С помощью принтера осуществляется вывод построенной шкалы на печать.

На данном этапе сделаны необходимые наработки по всем трем частям системы и производится объединение программных модулей по удаленному контролю фотоаппарата, измерителя-регулятора и принтера в единую программу, работающую в соответствии с изложенным выше алгоритмом.

Проектируемая автоматизированная система отвечает основным требованиям к автоматизированным системам, т.е. главная задача создания системы состоит в переходе от ручного труда к машинному, что повышает производительность на предприятии и улучшает качество выпускаемой продукции (в данном случае стрелочных приборов).

Использование описанных выше технических средств для данной системы оправдано их качественными характеристиками и экономичностью в рамках разрабатываемой задачи. Также в системе на этапе эксперимента используются и некоторые элементы, недостаточно удовлетворяющие некоторым требованиям, но при внедрении данной системы в производство возможна ее модификация.

ЛИТЕРАТУРА

1. Манометр цифровой ДМ5002: Руководство по эксплуатации.

2. ТРМ202. Измеритель-регулятор двухканальный: Руководство по эксплуатации.

3. АСЗ-М. Преобразователь интерфейсов. Паспорт и руководство по эксплуатации.

4. Информационный сайт компании Canon. http://www.canon.ru/

5. Информационный сайт компании АльфаТех. http://www.alteh.ru/

ОБЗОР ЗАДАЧ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ

В.В. Титков, студент 3-го курса, каф. ИИТ,
В.В. Щербаков, аспирант каф. ИИТ,
И.В. Шакиров, науч. рук., к.т.н., доцент каф. ИИТ,
с.н.с. ИФПМ СО РАН
г. Томск, ТУСУР, titkov.vladimir@gmail.com

Компьютерное зрение – научная дисциплина, относящаяся к теории и технологии создания искусственных систем, которые получают информацию из изображений [1]. Цель настоящей работы – это определение задач компьютерного зрения и обзор литературы, формирующей базу знаний для дальнейшей работы по решению этих задач.

Компьютерное зрение тесно связано с обработкой изображений и машинным зрением (рис. 1). Обработка изображений в основном сосредоточена на работе с двухмерными изображениями, т.е. преобразовании одного изображения в другое. Машинное зрение сосредоточивается на применении, в основном промышленном, например, автономные роботы и системы визуальной проверки и измерений.

Рис. 1. Связь между компьютерным зрением и другими областями

Компьютерное зрение относительно молодая техническая область, которая развивается с 60-х годов прошлого века. Оно основывается на ряде научных направлений: оптика, физика твердого тела, квантовая механика, нейробиология (биологическое зрение), обработ-

ка сигналов, статистика, оптимизационная математика, геометрия. Поэтому круг применения компьютерного зрения довольно широк: медицина, промышленность, военное применение, новые области (автономные транспортные средства, обнаружение лесных пожаров и др.), поддержка создания видеоэффектов для кино и телевидения [1].

Каждая из областей применения компьютерного зрения, описанных выше, связана с рядом задач. Некоторые примеры типичных задач компьютерного зрения представлены ниже [1].

Распознавание (объектов, ситуаций, явлений или процессов) – задача идентификации объекта, свойств объекта по его изображению (оптическое распознавание). Можно выделить следующие направления распознавания:

1. Распознавание – соотнесение наблюдаемых объектов с заданными классами по изображениям этих объектов (обучение с учителем).
2. Автоматическая классификация – множество объектов, ситуаций, явлений распределяется по непересекающимся классам, исходя из анализа изображений (самообучение, кластерный анализ, таксономия).
3. Распознавание и классификация динамических объектов.
4. Прогнозирование – распознавание и классификация динамических объектов относительно к некоторому моменту в будущем.

Существующие методы для решения таких задач могут быть достоверно решены только для отдельных объектов, таких как простые геометрические объекты, человеческие лица, печатные или рукописные символы, автомобили, и только в определенных условиях (освещение, фон, положение объекта относительно камеры). Для других, более сложных задач трудно применимы классические математические методы, формальные теории, обусловлено это частой недоступностью информации для точной математической модели, а также затраты часто много больше выигрыша от использования модели и математических методов [1, 2].

Восстановление сцены – воссоздание трехмерной модели сцены по данным двух или более изображений сцены, или видеоданным. Существует необходимость в создании комбинированных систем, сочетающих в себе достоинства различных подходов для построения моделей сложных трехмерных сцен, путем выбора методов, наиболее подходящих для различных сцен. Также важным моментом, слабо развитым к настоящему времени, является оценка точности и достоверности результатов восстановления неизвестной сцены [1, 3].

Восстановление изображений – это удаление шума, повышение качества изображения в некотором заранее предопределенном смысле. При восстановлении делается попытка реконструировать или воссоздать изображение, которое было до этого искажено, используя апри-

орную информацию о явлении, которое вызвало ухудшение изображения [1, 4].

Одной из первых книг, наиболее полно раскрывающих технические детали задач компьютерного зрения, является труд У. Прэтта «Цифровая обработка изображений» [5, 6]. Данная книга посвящена вопросам математического представления непрерывных и дискретных изображений, алгоритмам улучшения изображений, методам количественного описания, реставрации и анализа изображений, а также способам цифрового кодирования.

Далее, одним из известных авторов является Т.С. Хуанг, который в 1981 г. изложил основы теории и применения эффективных в вычислительном отношении алгоритмов цифровой обработки изображений в книге «Быстрые алгоритмы в цифровой обработке изображения» [7].

Из современных изданий по данной тематике выделяются такие книги, как «Компьютерное зрение. Современный подход» Д.А. Форсайта [8], «Цифровая обработка изображений» Р. Гонсалеса [4], изданные в 2004 и 2005 гг. Эти книги раскрывают базовые понятия и методологию компьютерной обработки изображений. Рассмотрены все основные направления обработки и анализа изображений, включая основы теории восприятия и регистрации видеоинформации, методы фильтрации, вейвлет-преобразования, улучшения, восстановления и сжатия черно-белых и цветных изображений. Обсуждаются также вопросы сегментации, распознавания образов, описания и представления деталей, морфологического анализа изображения.

Один из фундаментальных отечественных литературных трудов по компьютерному зрению – это книга «Методы компьютерной обработки изображений», изданная в 2003 г. под редакцией В.А. Сойфера [9], в которой излагаются теоретические основы цифровой обработки изображений: математические модели, критерии качества и погрешности дискретного представления, методы повышения качества и оценки геометрических параметров изображений, элементы теории распознавания изображений.

Все представленные литературные источники ориентированы на широкий круг читателей, интересующихся данной областью, в первую очередь – на студентов и преподавателей технических вузов, занимающихся обработкой изображений, работой с изображениями вообще [4–9].

В ходе данного обзора был рассмотрен круг задач компьютерного зрения. Данная область является обширной и успешно развивается более 40 лет. Тем не менее имеется достаточно много технических пробелов, требующих решения в современном мире, такие как системы искусственного интеллекта, построение адекватных моделей окружающей действительности и др. Имея представления о состоянии раз-

вития компьютерного зрения и текущих успехах в данном направлении, можно построить эффективную работу в новых направлениях, опираясь на известные результаты.

ЛИТЕРАТУРА

1. Википедия http://ru.wikipedia.org/
2. Газета «Компьютер-Информ» #3 (211) 2006 г. http://www.ci.ru/
3. Центр открытых систем и высоких технологий http://www.cos.ru/
4. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. М.: Техносфера, 2005. 1072 с.
5. Прэтт У. Цифровая обработка изображений: Пер. с англ. М.: Мир, 1982. Кн. 1. 312 с.
6. Прэтт У. Цифровая обработка изображений: Пер. с англ. М.: Мир, 1982. Кн. 2. 480 с.
7. Хуанг Т.С., Эклунд Дж.-О., Нуссбаумер Г.Дж. и др. Быстрые алгоритмы в цифровой обработке изображений / Под ред. Т.С. Хуанга: Пер. с англ. М.: Радио и связь, 1984. 224 с.
8. Форсайт Д.А., П Ж. Компьютерное зрение. Современный подход: Пер. с англ. М.: Издательский дом «Вильямс», 2004. 928 с.
9. Методы компьютерной обработки изображений / Под ред. В.А. Сойфера. 2-е изд., испр. М.: Физматлит, 2003. 784 с.

СРАВНЕНИЕ АДЕКВАТНОСТИ ОДНО- И ДВУХЧЛЕННЫХ МОДЕЛЕЙ, ОПИСЫВАЮЩИХ ПОТЕРИ НА ГИДРАВЛИЧЕСКИХ СОПРОТИВЛЕНИЯХ ТРУБОПРОВОДОВ В СТАЦИОНАРНЫХ РЕЖИМАХ ПЕРЕКАЧКИ НЕФТИ ПО МАГИСТРАЛЬНОМУ НЕФТЕПРОВОДУ

К.В. Волков, магистрант 5-го курса, А.А. Светлаков, профессор

г. Томск, ТУСУР, vkv@elesy.ru

В статье рассматриваются результаты сравнения одно- и двухчленных моделей, описывающих потери напора на гидравлических сопротивлениях трубопроводов в стационарных режимах перекачки.

Дело в том, что в настоящее время для расчетов линейных участков нефтепроводов используется формула Дарси (1803–1858) – Вейсбаха, имеющая вид

$$\Delta P = \lambda \frac{d}{l} \frac{Q^2}{2g},$$

где ΔP – потеря давления на линейном участке нефтепровода, λ – коэффициент гидравлического сопротивления; d, l – диаметр и длина трубопровода; Q – расход. Известно, что Генри Дарси вывел свою формулу, используя соотношение Гаспара де Прони (1755–1839), имеющее вид

$$\Delta P = \frac{l}{d}\left(a \cdot Q + b \cdot Q^2\right),$$

где a, b – постоянные коэффициенты, соответственно 0,0000173314 и 0,0003482590. Формула Дарси является одночленной, а формула Прони – двухчленной моделью. В этой связи возникает вопрос о корректности использования формулы Дарси–Вейсбаха при описании потерь напора на гидравлических сопротивлениях трубопроводов.

Цель и условие эксперимента. Для того чтобы сравнить адекватность одно- и двухчленной моделей применительно к нефтепроводу, был поставлен описанный ниже эксперимент.

Исходные данные к эксперименту: сводная таблица, содержащая двадцать значений расхода и соответствующие им двадцать значений потери давления на первом прямолинейном участке магистрального нефтепровода и двадцать значений потерь давления на втором участке.

Необходимо найти коэффициенты математических моделей вида

$$\Delta P(Q) = CQ^2 \text{ и } \Delta P(Q) = C_1 Q + C_2 Q^2.$$

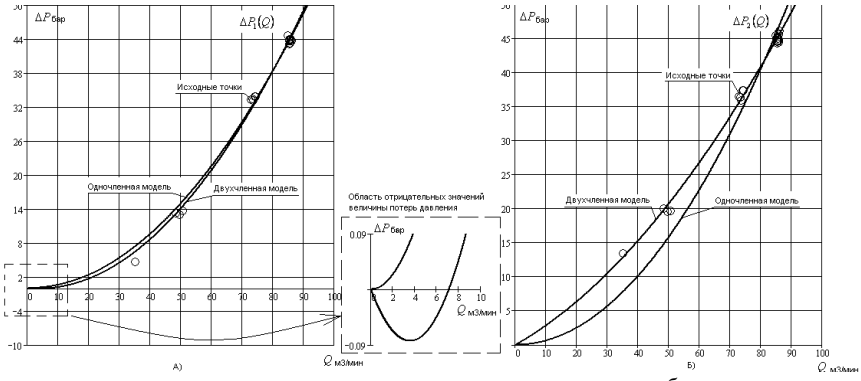
Задача сводится к решению матричных уравнений вида [1]:

$$\begin{pmatrix} \downarrow^2 \\ Q \end{pmatrix} C = \overset{\downarrow}{\Delta P} \text{ и } \begin{pmatrix} \downarrow & \downarrow^2 \\ Q & Q \end{pmatrix} \downarrow C = \overset{\downarrow}{\Delta P},$$

где $\overset{\downarrow}{\Delta P}$ – столбец, составленный из двадцати значений потери давления, в бар; $\overset{\downarrow}{Q}$ и $\overset{\downarrow^2}{Q}$ – столбец, составленный из двадцати значений расхода, в м^3/мин и его квадратов, соответственно. Количество уравнений систем превышает количество неизвестных, для решения систем необходимо вычислить псевдообратные матрицы $\begin{pmatrix} \downarrow^2 \\ Q \end{pmatrix}^+$ и $\begin{pmatrix} \downarrow & \downarrow^2 \\ Q & Q \end{pmatrix}^+$.

Для нахождения матриц, псевдообратных к данным, применен известный алгоритм Гревилля для рекуррентных вычислений псевдообратной матрицы. Этот алгоритм был разработан Томасом Гревиллем и предназначен для компьютерных вычислений.

Результаты эксперимента. По полученным результатам построены графики, описывающие зависимости потерь давления на гидравлическом сопротивлении от расхода, которые представлены на рис. 1. На рис. 1, *а* видно, что исходная точка в окрестности Q = 35 м^3/мин не попала ни на одну из характеристик, но ее отклонение от двухчленной модели все же меньше. На этом же рисунке выделена область отрицательных значений величины потери давления, о которой будет сказано ниже.



а *б*

Рис. 1. Полученные характеристики: *а* – $\Delta P_1(Q)$ для первого участка нефтепровода; *б* – $\Delta P_2(Q)$ для второго участка нефтепровода

На рис. 1, *б* наблюдается заметное преимущество двучленной модели, все точки попали на характеристику с максимальным отклонением ΔP на 1,066 бар. Средние квадратические ошибки невязки для полученных моделей приведены ниже:

для двучленной модели $\tilde{S}_a = 0{,}851$, $\tilde{S}_б = 0{,}59$;

для одночленной модели $\tilde{S}_a{}' = 0{,}873$, $\tilde{S}_б{}' = 2{,}211$.

Таким образом, можно сделать вывод, что двухчленная математическая модель хотя и сложнее при вычислении, зато дает лучший результат. При использовании двухчленных математических моделей необходимо иметь в виду область отрицательных значений величины потерь давления на рис. 1. Такие области получаются при появлении знака «–» в первом коэффициенте C_1 двухчленной модели. В эксперименте подобный случай возник при построении модели первого линейного участка. Появление такой области, очевидно, обусловлено недостаточностью исходных данных в окрестности $Q = 35$ м^3/мин, а также неточностью исходных данных. Такие области не вписываются в реальные процессы и не должны быть использованы для вычислений. Во всех остальных отношениях двухчленная модель показала хорошие результаты, что ставит под вопрос корректность широкого применения формулы Дарси–Вейсбаха.

ЛИТЕРАТУРА

1. Светлаков А.А. Обобщенные обратные матрицы: некоторые вопросы теории и применения в задачах автоматизации управления процессами. Томск: НТЛ, 2003. 388 с.

СЕКЦИЯ 16

ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

*Председатель – **Михальченко Г.Я.**, д.т.н., проф. каф. ПрЭ;*
*зам. председателя – **Семенов В.Д.**, зам. зав. каф. ПрЭ по НР, к.т.н., доцент*

МОДИФИКАЦИЯ БАЗЫ ДАННЫХ INTERBASE И РЕЗЕРВНОЕ КОПИРОВАНИЕ

С.Ю. Анохина, студентка 6-го курса
г. Томск, ТУСУР

Часто в информационных системах требуется добавлять новую информацию из внешних источников в текущую базу данных (БД). Обновление данных является одним из важных моментов функционирования системы. В процессе изменения данных выделим 3 этапа:

1) создание резервной копии;
2) выделение модифицированных данных;
3) конвертация из одного формата в другой.

В нашей работе рассматриваются аспекты реализации первого этапа. Резервное копирование предусматривает последовательное восстановление из резервной копии (restore) и является практически единственным и одним из надежных способов сохранить данные от потери вследствие поломки диска, действий злоумышленников или ошибок программистов. Кроме сохранения данных от вероятных опасностей, в процессе резервного копирования создается независимая от платформы копия базы данных, при помощи которой без затруднений можно перенести данные на другую операционную систему или даже другую платформу.

Необходимо отметить, что backup базы данных производит обновление данных в базе данных, производя сборку «мусора» во время процесса считывания данных. Полный цикл данного процесса: резервное копирование и восстановление из резервной копии (часто эту последовательность действий называют backup/restore или сокращенно b/r) – необходима для корректировки статистической информации и предотвращает данные от порчи и возможных ошибок.

Помимо этого, данный процесс предоставляет возможность изменить некоторые ключевые характеристики базы данных – например, установить для базы данных режим «только чтение» (readonly), разбить файл базы данных на несколько частей. А смена основных версий ODS (On-Disk Structure) и миграция от одной версии InterBase-сервера к другой происходят только при помощи процесса backup/restore [1].

Таким образом, регулярное резервное копирование является основой для поддержания базы данных в хорошем состоянии, обеспечения целостности данных и ее безопасности.

Резервное копирование базы данных InterBase. Резервное копирование (backup) базы данных – это процесс считывания всех данных из базы данных и сохранения их в виде одного или нескольких файлов на диске или устройстве резервного копирования [1]. В данном процессе осуществляется считывание последних версий записей в таблицах БД на момент запуска резервного копирования. Во время backup специальная программа-клиент подключается к базе данных в режиме чтения и считывает все системные и пользовательские данные в файл особого формата, который обычно имеет расширение gbk. Резервное копирование обладает следующими свойствами:

1) возможность исполнения одновременно с работой обычных клиентских программ;

2) backup содержит данные, которые находились в базе данных на момент начала подключения программы, осуществляющей резервное копирование;

3) происходит считывание каждой записи из каждой таблицы в базе данных во время backup;

4) в процессе резервного копирования во время доступа всех записей происходит пересчет статистики по индексам, что улучшает производительность операций, которые используют эти индексы.

Существует два способа реализации резервного копирования:

1. С помощью утилиты gbak из набора поставки InterBase можно обратиться к любому функционирующему InterBase-серверу и произвести считывание данных и получение на их основе резервной копии, а также восстановить базу данных из резервной копии.

2. Применение Services API (на тех версиях сервера, которые поддерживают это API).

Таким образом, процесс backup/restore дает возможность обновить базу данных, очистить ее от старых версий и пересоздать индексы. Чтобы уберечь данные от потери, необходимо регулярное резервное копирование, а для нормального функционирования базы данных надо периодически производить полное пересоздание базы данных с помощью восстановления ее из резервной копии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Востриков С.М., Ковязин А.Н Мир InterBase. Архитектура, администрирование и разработка приложений баз данных в InterBase/Firebird/Yaffil. 3-е изд. СПБ.: Кудиц-Образ, 2005. 496 с.

2. Бори Х. Firebird: руководство разработчика баз данных: Пер. с англ. СПб.: БХВ-Петербург, 2006. 1104 с.

УСТРОЙСТВО ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОГО НАНЕСЕНИЯ ПОКРЫТИЙ НА ВНУТРЕННЮЮ ПОВЕРХНОСТЬ ФИЛЬЕР НАНОПОРОШКОВ АЛМАЗА

И.Х. Баширов, студент,
В.Д. Семенов, науч. рук., к.т.н., доцент каф. ПрЭ,
С.В. Образцов, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, bkmyeh@bk.ru, svd@ie.tusur.ru

Задача упрочнения рабочей поверхности металлов была и остается актуальной. В настоящее время разработаны способы упрочнения с применением электрофореза и ультрадисперсных порошков алмаза [1, 2]. Обычная технология гальванопокрытий предполагает наличие металлических электродов: анода и катода, причем роль катода играет сама упрочняемая деталь. Анод в процессе электролиза разрушается, и продукты этого разрушения могут отрицательно повлиять на качество покрытия [3]. Фильеры являются специфическим инструментом, поэтому покрытие нужно нанести на внутреннюю поверхность отверстия малого диаметра, вставить анод в такое отверстие проблематично. В данном случае возможно вообще отказаться от анода, как такового, применив в качестве него рабочий электролит [4].

Установка (рис. 1), реализующая жидкостный электрод (анод), состоит из фильеры *1*, внутреннюю поверхность которой надо покрыть, бака накопителя *2* электролита, бака-смесителя *3*, источника питания $e(t)$ выпрямленного (пульсирующего) напряжения и трансформатора *4*. Первичная обмотка трансформатора подключена к источнику переменного напряжения такой же частоты, как и выпрямленное напряжение $e(t)$. Вторичные обмотки W_{21}, W_{22} трансформатора выполнены в виде диэлектрических трубок, заполненных электролитом. Насосы *5*, *6* прокачивают электролит через бак-накопитель *2*, бак-смеситель 3, вторичные обмотки W_{21}, W_{22} и отверстие фильеры *1*. Источник питания $e(t)$ положительным контактом подключен к аноду *7*, который от электролита в баке-накопителе защищен от электролита биполярной мембраной *8*, которая также защищает и сам электролит от металла анода.

На рис. 2 показано напряжение на обмотках трансформатора W_1, W_{21}, W_{22}, напряжение $e(t)$ и напряжение на катоде, роль которого выполняет обрабатываемая фильера. В этой схеме электролит, прокачиваемый через отверстие фильеры, играет роль жидкого анода, поэтому покрытие внутреннего отверстия будет равномерным. Состав электролита: никель-сульфат $NiSO_4 \cdot 7H_2O$; оптимальная температура $T = 18 \div 20$ °С; время обработки $t = 18 \div 20$ мин; плотность тока $j_k = 50 \div 100$ А/м^2; анод – никель.

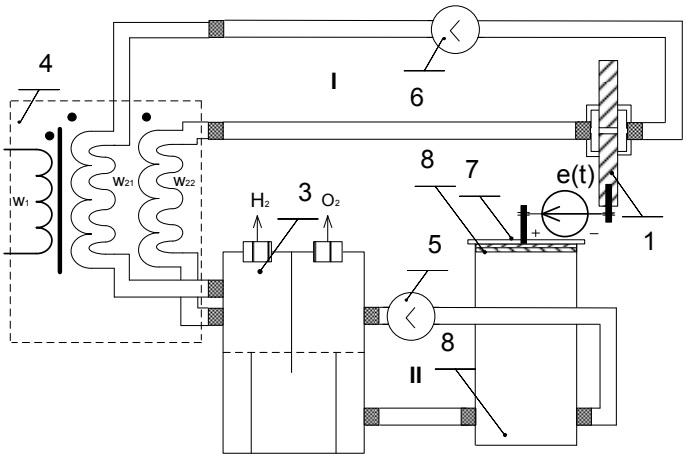


Рис. 1

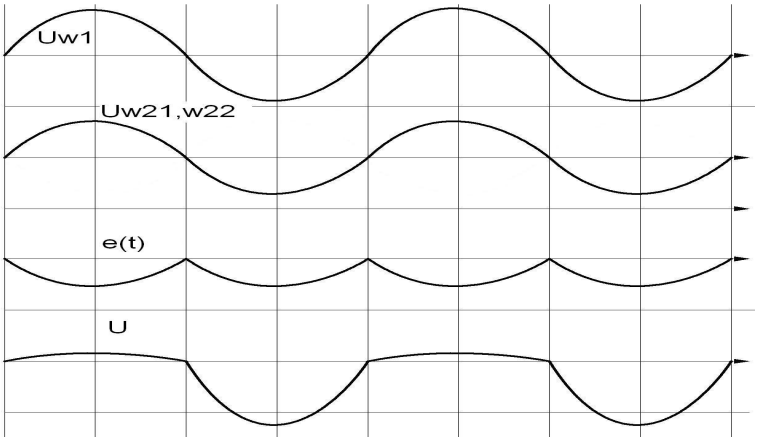


Рис. 2

ЛИТЕРАТУРА

1. Буркат Г.К., Долматов В.Ю. Ультрадисперсные алмазы в гальванотехнике // Ж. Физика твердого тела. 2004. Т. 46. Вып. 4. С. 685–692.
2. Шебалин А.И., Губаревич В.Д., Брыляков П.М. и др. Способ получения композиционных покрытий на основе хрома // А.с. 1694710. СССР. С 25D15/00. Б.и. 1991. № 44.
3. Стендер В.В. Прикладная электрохимия. Харьков: Изд-во ХГУ, 1961. С. 392–394.
4. Семенов В.Д., Образцов С.В., Федотов В.А., Семенова Г.Д. Индукционная электрохимическая установка // Решение о выдаче патента на полезную модель РФ от 25.11.2008 г. по заявке № 2008137757/22(048640) от 22.09.2008 г.

СИСТЕМА ДВУХКООРДИНАТНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

А.В. Безрук, студент 4-го курса, каф. ФЭ
г. Томск, ТУСУР, boomerang11@ms.tusur.ru

Система двухкоординатного позиционирования, о которой идет речь, представляет собой, по сути, робота с тремя степенями свободы движения (под степенью свободы движения обычно понимают возможность перемещения самого робота или его функциональных элементов в пространстве).

Такие системы часто применяются в промышленности, но не так редко находят применение и в быту. Например, простейшим роботом, имеющим две степени свободы, можно назвать обычный офисный принтер, который может позиционировать печатающие головки картриджей в двух координатах относительно бумаги.

Основная часть. Составные части системы (без блока управления), а именно: направляющие, зубчатые передачи, шаговые двигатели и контроллеры, управляющие работой шаговых двигателей, изготовлены фирмой «Festo». Собранная в таком виде система представляет собой квадратную металлическую раму с внутренней длиной стороны 1 м, на которой крепится перекладина с рабочим элементом. Положение перекладины на раме (координата X) и рабочего элемента на перекладине (координата Y) задаются двумя шаговыми двигателями. Это две степени свободы движения. Третья степень свободы, если необходимо, реализуется непосредственно рабочим элементом, который пока не определен.

Текущей задачей являются создание законченного блока управления (контроллера) данной системой, организация связи контроллера с персональным компьютером, разработка программного обеспечения на стороне персонального компьютера для реализации передвижения рабочего элемента в системе по какому-либо заданному алгоритму.

Неопределенными на текущий момент остаются вопросы о конечной точности позиционирования рабочего элемента, конкретном интерфейсе связи персонального компьютера и контроллера, вопрос о возможности и целесообразности автономной работы системы и ручного управления на определенных этапах, а также вопрос об интерпретаторе данных для системы, полученных в каких-либо сторонних программных пакетах.

Структурная схема системы показана на рис. 1.

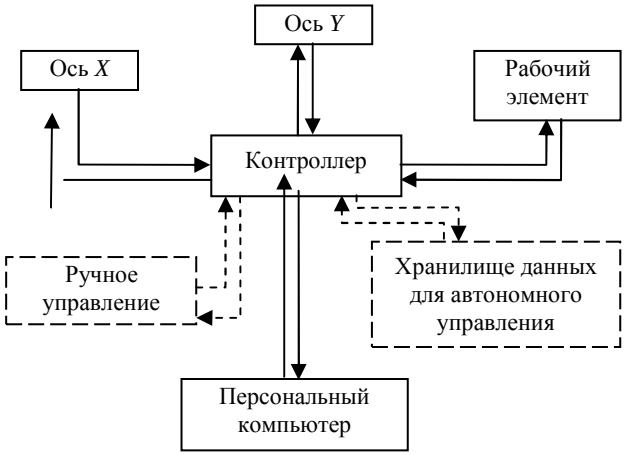


Рис. 1. Структурная схема системы двухкоординатного позиционирования (пунктирной линией обозначены возможные дополнения к системе)

Из структурной схемы видно, что контроллер является посредником между ПО персонального компьютера и системой позиционирования/управления рабочим элементом. Использование автономного режима управления системой рассматривается с точки зрения экономии средств и эффективного использования ресурсов, однако для сокращения времени отладки системы ПК используется непосредственно как управляющий элемент схемы.

Как уже говорилось, шаговые двигатели имеют встроенные драйверы. Управление сводится к выбору направления вращения двигателями (уровень логической единицы – по часовой стрелке, нуля – против) и подаче количества импульсов, равному количеству шагов, которое должен совершить двигатель в данном направлении. Поэтому принципиальная схема контроллера на этапе создания и отладки алгоритма (рис. 2) достаточно проста и содержит минимально возможное количество деталей.

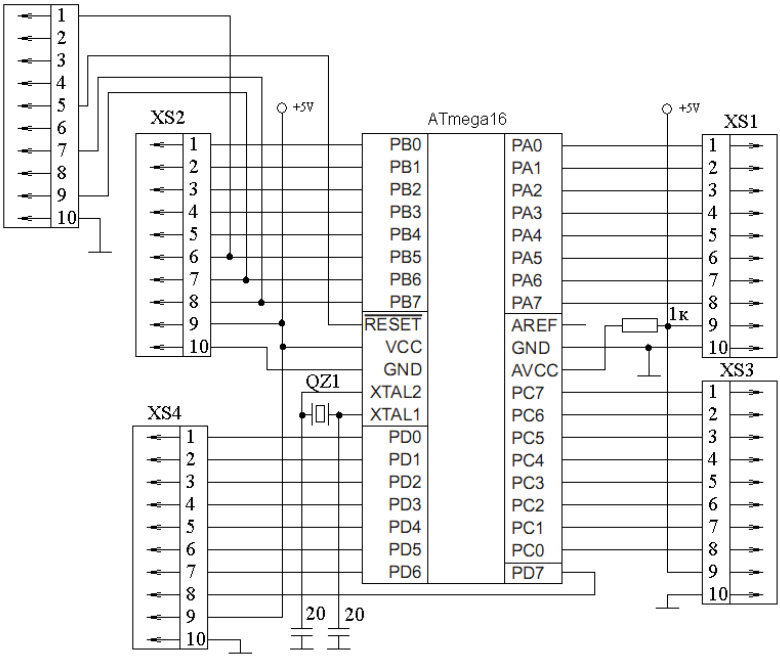


Рис. 2. Электрическая принципиальная схема контроллера

При включении контроллер располагает рабочий элемент в минимально возможных координатах в пространстве по обеим осям, используя сигналы концевых датчиков (изготовлены фирмой «Festo» и включены в состав системы). Принимают эту точку началом координат ($X = 0$, $Y = 0$). Шаговый двигатель делает шаг с точностью 5%, однако ошибка абсолютных координат не накапливается от шага к шагу. Другими словами, зная лишь количество шагов, которое совершил шаговый двигатель, мы имеем право говорить о положении рабочего элемента в пространстве с точностью до 5% от шага (минимально возможная длина шага системы, по заявкам производителя, составляет около 5 мкм). Контроллер запрашивает у компьютера данные о требуемых координатах. Сравнивая две величины (текущие координаты и требуемые), для каждой из осей можно вычислить, сколько шагов и в каком направлении необходимо совершить каждому двигателю, чтобы рабочий элемент оказался в необходимой точке пространства. Далее рабочий элемент, управляемый контроллером, совершает необходимые действия.

ЭЛЕКТРОННАЯ ШАХМАТНАЯ ДОСКА

А.Н. Бордуненко, А.Я. Поровская,
И.В. Шахрова, студенты 3-го курса, каф. ПрЭ
г. Томск, ТУСУР

Проект электронной шахматной доски предназначен для игры на обычном деревянном поле, обычными деревянными фигурами (шахматисты народ капризный и любят играть в привычной им обстановке). В то же время требуется создать устройство, считывающее информацию о ходах и передающее ее в персональный компьютер с дальнейшей возможностью отправлять эти данные в Интернет, на электронные демонстрационные панели.

Наша задача состоит в создании такой системы, которая могла бы считывать информацию с клеток шахматной доски в компьютер для дальнейшей обработки и анализа.

В ходе нашего проекта предстоит осуществить решение следующих задач: создание самой шахматной доски с функцией определения хода и передачи его на ПК, спроектировать способ идентификации (нахождения) каждой конкретной фигуры, разработать схему опроса и коммутации клеток шахматной доски, разработать программное обеспечение для ПК, которое будет обрабатывать и анализировать информацию, полученную от шахматной доски.

Для того чтобы идентифицировать каждую отдельную фигуру, необходимо, чтобы у фигуры был свой уникальный отпечаток (код).

Опрос клеток должен происходить за малый промежуток времени, чтобы за момент перемещения фигуры клетки опрашивались хотя бы один раз. Поскольку клеток определенное количество – 64, мы предлагаем использовать матричный метод переключения между клетками. Поскольку нам необходим быстрый и частый опрос клеток, мы предлагаем использовать USB чтобы передавать данные на ПК.

Для идентификации фигуры возможны различные решения. Например, контактные и бесконтактные. В случае использования бесконтактного решения возникают определенные проблемы, поскольку если фигуру переносят над доской, может произойти считывание сразу несколькими клетками.

Одним из вариантов контактной реализации является микросхема DS-1990 производства Dallas Semiconductor (на базе которых построены электронные ключи iButton), которые при контакте со считывающим устройством способны передавать зашитый в них уникальный код. Более целесообразным мы считаем второй метод, поскольку он более экономичен в денежном отношении и более надежен, чем первый.

Большая площадь поверхности контактов защищает систему от неточного совмещения при попадании фигурой в посадочную площадку по причине «человеческого фактора». Таким образом, образуется очень недорогой (в смысле использования аппаратных ресурсов считывающей аппаратуры) и надежный интерфейс – один провод данных и один общий провод. Энергия, необходимая для обмена информацией и работы микросхемы в корпусе, берется от провода данных. Для простого аппаратного исполнения iButton, описанного выше, используется специальный, оптимизированный протокол, позволяющий осуществлять двунаправленный обмен данными. Обмен данными будет осуществляться либо по протоколу 1-Wire, либо по IIC. Последовательная передача осуществляется в полудуплексном режиме (т.е. либо прием, либо передача).

Ниже на рис. 1 приведена общая структурная схема шахматной доски в целом.

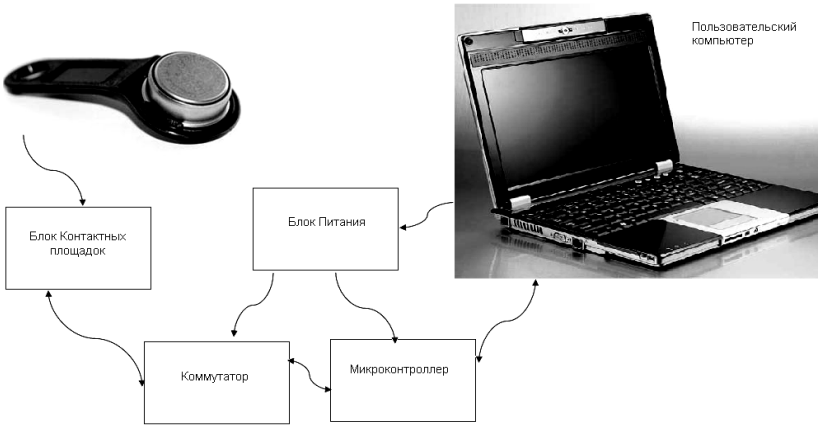


Рис. 1. Структурная схема шахматной доски

Элемент iButton, встраиваемый в шахматную фигуру, передает свой код ячейкам шахматной доски, опрашиваемым последовательно. Очередность опрашиваемых ячеек определяется коммутатором (К), считанный программный код передается на микроконтроллер (МК), где анализируется в соответствии с алгоритмом чтения ходов, и вычисленный код передается на персональный компьютер (ПК) в единой стандартной шахматной кодировке. В системе помимо этого присутствует блок питания (БП), который обеспечивает собственные нужды микроконтроллера, коммутатора и той микросхемы iButton, с которой в настоящий момент происходит считывание. Поскольку мощность

упомянутых устройств невелика, разработчики рассчитывают, что для питания системы будет достаточно силовой линии USB.

Для решения одной из поставленных задач – опроса и коммутации клеток мы рассмотрели две схемы включения. На рис. 2 приведена схема без коммутатора. Коммутация строк происходит при помощи протокола 1-Wire через порты A. Столбцы будут коммутироваться портами B.

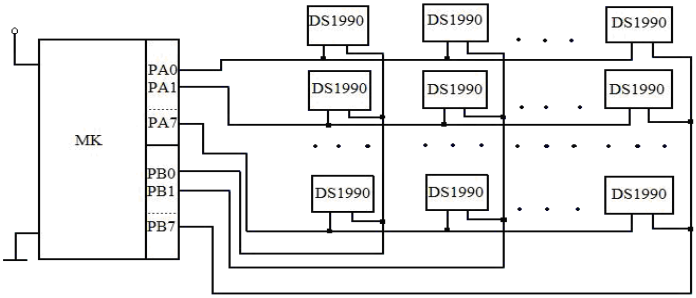


Рис. 2. Схема непосредственной коммутации

Отличие следующей схемы в том, что коммутация строк будет осуществляться с помощью коммутатора DS2482-800 или DS2482-100.

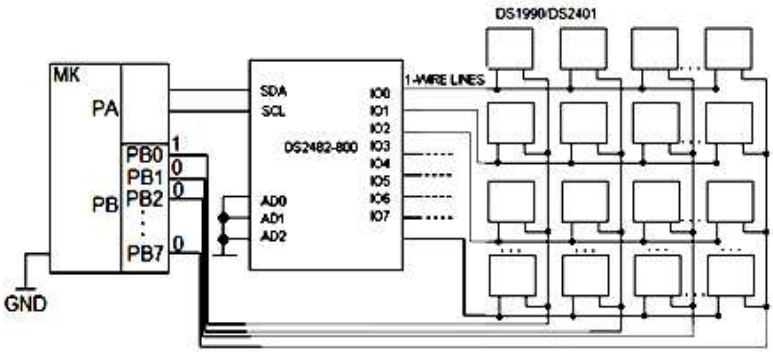


Рис. 3. Схема с коммутатором

После изучения документации обоих коммутаторов пришли к выводу, что будем использовать DS2482-800 (рис. 3), так как у DS2482-100 два адресных входа, а число ячеек, подключаемых к устройству, четыре. Значит, для опроса 64 клеток шахматной доски нам понадобится 16 коммутаторов. Такой вариант более дорогостоящий и менее быстродействующий.

В настоящий момент проводится проектирование электронных схем и кодинг программы контроллера, разработка алгоритма передачи данных по каналу 1-Wire и IIC. Ведется написание программы для коммутации ячеек с целью определения кода конкретной фигуры и передачи информации на ПК. Проводятся разводка печатной платы и расчет элементов схемы.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ТРАНСПОРТИРОВКИ ЗЕРНА НА ЭЛЕВАТОРЕ

С.В. Чубов, магистрант, каф. ПрЭ
student11@mail.ru

Элеваторный комплекс состоит из высокомеханизированных технологических линий, нуждающихся в совершенствовании управления технологическими операциями. Рациональное управление оборудованием при выполнении технологических и транспортных операций позволит сократить потери продукта при транспортировке и хранении, снизить потребление энергетических ресурсов и минимизировать влияние человеческого фактора, что в итоге позволит повысить качество работы всего элеватора.

На отдельном технологическом оборудовании продумана организация контроля и управления за их работой на аппаратном уровне. В данной работе подлежит рассмотрению структура управления, как большого числа взаимосвязанных элементов.

Совокупность устройств в различных вариантах в процессе работы обеспечивает определенную технологическую операцию. Эту совокупность принято называть маршрутом. Технологические операции и маршруты тесно увязаны в комплексе производственного участка. На элеваторе выделяют следующие основные операции: отбор проб, определение качества зерна по ним; взвешивание зерна в автомобилях и железнодорожных вагонах; разгрузка автомобилей, железнодорожных вагонов; перемещение зерна из бункеров разгрузочных устройств в другие бункера и силосы; подача зерна из силоса или бункера в бункер для влажного зерна; сушка зерна и подача его в оперативный силос для просушенного зерна; перемещение просушенного зерна в силосы или склады для длительного хранения; перемещение зерна из одного силоса в другой для охлаждения, формирования помольных партий, перевешивания; перемещение зерна из силосов длительного хранения в оперативный бункер отпускных устройств; отпуск зерна на определенный вид транспорта; активное вентилирование; очистка зерна; подача и уборка зерна в оперативные бункера участков его очистки; ох-

лаждение зерна. Обобщенная принципиальная технологическая схема элеватора на рис. 1 позволяет наглядно рассмотреть управляемые объекты.

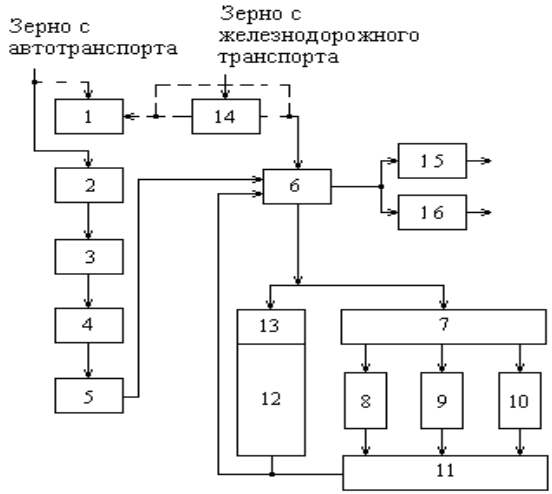


Рис. 1. Обобщенная принципиальная технологическая схема элеватора

На обобщенной технологической схеме представлено: *1* – отбор проб и определение качественных показателей зерновой массы; *2* – взвешивание на автомобильных весах; *3* – механизированная разгрузка; *4* – предварительная очистка; *5* – формирование партий зерна по культурам и качественным показателям; *6* – весы в элеваторе; *7* – оперативные бункера или силоса для необработанного зерна; *8* – очистка на сепараторах; *9* – очистка на камнеотделительных машинах; *10* – сушка на зерносушилке; *11* – бункера или силосы для обработанного зерна; *12* – бункера или силосы для хранения обработанных партий зерна; *13* – устройства активного вентилирования зерна; *14* – прием зерна с железнодорожного транспорта; *15* – отгрузка зерна на железную дорогу; *16* – отгрузка зерна на мельничный комплекс.

Анализ структуры функционирования предприятия позволит наметить пути реализации эффективной системы управления технологическими процессами. Технологические процессы на элеваторе позволяют представить его в виде системы массового обслуживания (СМО).

С точки зрения математической модели, процесс выполнения технологической операции есть «обслуживание», а совокупность устройств, обеспечивающих обслуживание, можно заменить понятием «обслуживающая система». Заявка E_i – требование на выполнение ка-

кой-либо операции над определенной порцией зерна. ΣE_i – поток требований, представляющий собой совокупность заявок, носящий случайный характер. Тогда под обслуживанием понимают удовлетворение потока заявок, а под временем обслуживания $T_{об}$ – время от начала обслуживания до его конца. Число источников заявок – бункеров, транспортеров, технологических машин, превышает число обслуживающих машин – норий. Резервированных норий не предусмотрено и все возможные многочисленные маршруты – каналы обслуживания – связаны с использованием этих норий. Процесс обслуживания разбивают на фазы обслуживания СМО, представляющие собой последовательность этапов: *нулевая* обеспечивает обработку зерна, поступающего с транспорта; *первая* обеспечивает работу с зерном от приемных бункеров, нижних оперативных бункеров и силосов через приемные и подсилосные транспортеры; *вторая* обеспечивает подъем зерна нориями до надвесовых бункеров; *третья* обеспечивает распределение зерна в силосы или верхние оперативные бункера через верхние транспортеры. При обслуживании заявок каналы различных фаз соединены между собой узлами связи: перекидными клапанами, самотечными трубами, поворотными трубами, разгрузочными тележками. Источниками заявок в нулевой фазе служат вагоны, автомобили; в первой – приемные бункера, силосы, нижние оперативные бункера; во второй – те же бункера и силосы, но с соответствующими транспортерами; в третьей – весы, нории.

Математическая модель функциональной схемы СМО, которую можно применить практически ко всем типам элеваторов, основана на вычислении λ_N^M – параметра потока заявок (интенсивность потока заявок или среднее число заявок в единицу времени) для *M*-го канала *N*-й фазы обслуживания.

Задача построения эффективной системы на рассматриваемом уровне управления заключается в сведении к минимуму числа заявок, ставящихся в очередь на обслуживание, обеспечении выполнения заявки за обусловленный промежуток времени, выставлении приоритета обслуживания и исключения отказа в обслуживании.

Следующим этапом исследовательской работы является разработка математической модели в среде MATLAB с использованием Simulink, представляющей собой транспортную модель формирования заявок и реализации транспортировки продукта.

КОМБИНИРОВАННЫЙ ДВУХТРАНСФОРМАТОРНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ ЭЛЕКТРОДУГОВОГО ИСПАРИТЕЛЯ ВАКУУМНОЙ УСТАНОВКИ

В.А. Федотов, зав. лаб. ГПО каф. ПрЭ,
В.Д. Семенов, науч. рук., к.т.н., доцент каф. ПрЭ
г. Томск, ТУСУР, т. 413-946, fva@ie.tusur.ru

Электрическая дуга нашла чрезвычайно широкое применение в науке и технике. Энергия дугового разряда широко используется в вакуумных электродуговых плавильных печах, в источниках света, в установках для сварки и резки металлов и неметаллов и в других электротехнологиях. Также электрическая дуга применяется для распыления металлов в вакуумных установках в процессе нанесения металлических покрытий на металлы и неметаллы.

Процесс горения дугового разряда неразрывно связан с источником питания. При различных применениях электрическая дуга, как нагрузка накладывает ряд требований к источнику питания. К источнику питания дугового испарителя предъявляются следующие требования: заданный уровень холостого хода, широкий диапазон токов регулирования (25–800 А и выше), специальные требования к вольтамперной характеристике, ограничение напряжения при обрыве дуги.

В результате обзора научно-технической литературы и проведения патентного поиска был сделан вывод о том, что для питания дугового разряда наиболее широко применяются: двухтактные мостовые преобразователи с дополнительными обмотками [1] для повышения напряжения холостого хода, двухтактные резонансные преобразователи [2], двухтактные преобразователи с дросселем в цепи переменного тока [3] и однотактные преобразователи различного типа [4].

Необходимо заметить, что однотактные преобразователи применяются в источниках питания до 160 А, поэтому остановимся подробнее на двухтактных преобразователях.

Каждая из упомянутых схем обладает рядом достоинств и недостатков, но можно выделить недостатки, присущие всем этим схемам: отсутствие ограничения напряжения на нагрузке при обрыве дуги, сложность выполнения силового трансформатора со средней точкой, замагничивание силового трансформатора.

Известна схема преобразователя постоянного тока в постоянный [5], лишенная этих недостатков, но не известно ее применение в качестве источника питания дугового разряда. На наш взгляд, это связано с тем, что она обладает повышенной инерционностью регулирования тока и не имеет возможности формирования напряжения холостого хода.

Нами предлагается перевод этой схемы в квазиоднотактный режим с целью формирования напряжения холостого хода, повышения динамики и исключения замагничивания силового трансформатора. Схема такого комбинированного преобразователя приведена на рис. 1.

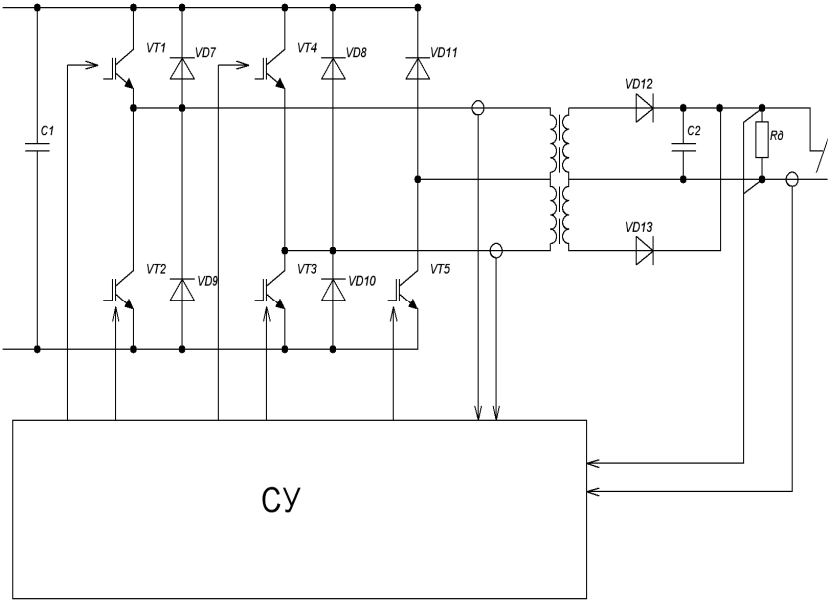


Рис. 1. Комбинированный двухтрансформаторный преобразователь для питания дугового испарителя вакуумной установки

На рис. 2 приведены результаты моделирования в среде SwichCAD, подтверждающие эти утверждения. На диаграмме *1* приведено выходное напряжение преобразователя, на диаграмме *2* представлен выходной ток, на диаграмме *3* – ток на выходе одной из стоек преобразователя. Видно, что при включении преобразователя в момент t_0 формируется выходное напряжение холостого хода величиной 90 В. В момент времени t_1 происходит мгновенный наброс тока нагрузки, преобразователь переходит в режим стабилизации выходного тока. В момент времени t_2 происходит мгновенное уменьшение тока нагрузки из-за обрыва дуги, выходное напряжение доходит до уровня напряжения холостого хода, и дальнейший рост его ограничивается.

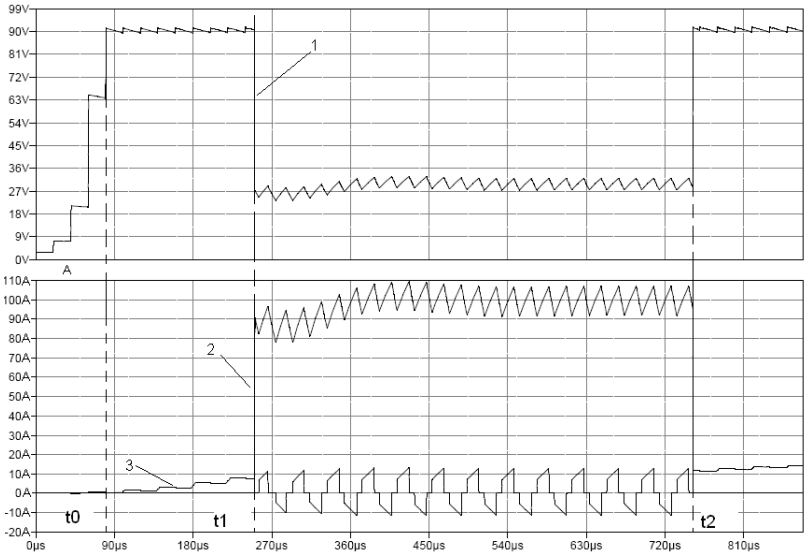


Рис. 2. Результат схемотехнического моделирования

Таким образом, представленный комбинированный двухтрансформаторный преобразователь наилучшим образом подходит в качестве источника питания дугового разряда.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пузиков А.Д., Лебедев В.М., Суворинов М.И. Источник питания сварочной дуги постоянного тока. Патент РФ № 2116174, кл. B23K 9/06, 1997.

2. Петров С. Перспективы применения резонансных преобразователей в качестве источника сварочного тока. М., 2007.

3. Мишачев А.П., Романов А.В., Бардин А.И. Источник питания сварочной дуги постоянного тока. Патент РФ № 2018424 кл. B23K 9/06, 1991.

4. Петров С. Методы регулирования и стабилизации тока нагрузки сварочных инверторов / Силовая электроника. 2008. № 4.

5. Царенко А.И., Ноникашвили А.Д. Преобразователь постоянного напряжения в постоянное. АС СССР. № 1541726A1, кл. H02M 3/335, 1993.

АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ХИМИЧЕСКОГО СОСТАВА БУРОВОГО РАСТВОРА

А.В. Гаврилов, студент 5-го курса, каф. ПрЭ

г. Томск, ТУСУР

Определение параметров бурового раствора непосредственно на месторождении осуществляется инженерами буровых растворов вруч-

ную с использованием переносных лабораторий, имеющих большое количество приборов и оборудования. При несоответствии измеренных значений параметров бурового раствора с проектными, производится анализ и ручной расчет необходимого количества реагентов, которые необходимо добавить в циркулирующий раствор. Добавление реагентов производится вручную.

Такой способ управления составом бурового раствора имеет свои недостатки, потому что требует участия специалистов, дополнительного времени для проведения необходимых расчетов. Так как измерения необходимо производить периодически в дневное и ночное время, то этот факт говорит о целесообразности автоматизации данного процесса.

В общем виде объект управления можно представить в виде блоков (рис. 1).

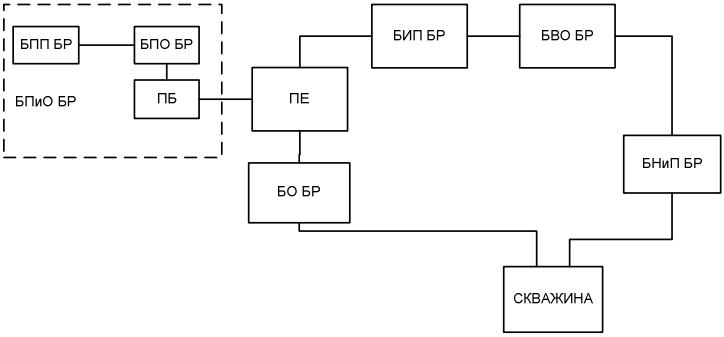


Рис. 1. Схема объекта управления

Буровой раствор вместе с выбуренной породой под давлением, созданным буровыми насосами, выходит на поверхность. По трубопроводам, смонтированным в устье скважины, буровой раствор попадает в блок очистки (БО БР), где он очищается от выбуренной породы. Затем очищенный раствор, проходя через приемную емкость, попадает в блок измерения его основных параметров (БИП БР). Если какой-либо измеренный параметр бурового раствора вышел за допустимые пределы, то он обрабатывается необходимыми реагентами в (БВО БР). На заключительном этапе циркуляции буровой раствор блоком нагнетания и подачи (БНиП БР) снова подается в устье скважины, и цикл повторяется. В блоке приготовления первичного бурового раствора (БПП БР) осуществляется приготовление основы бурового раствора в виде водоглинистой суспензии, которая затем утяжеляется и обрабатывается химическими реагентами для получения необходимых качественных характеристик в блоке первичной обработки (БПО БР). Затем го-

товый раствор попадает в промежуточный блок, откуда производится дозированная его подача в уже циркулирующий раствор. При падении уровня раствора в промежуточной емкости (ПЕ), она пополняется свежим из ПБ.

Фактически система осуществляет управление блоком измерения параметров бурового раствора и блоком вторичной обработки бурового раствора. Система осуществляет измерение и коррекцию основных параметров бурового раствора:

- плотность – (1,1–1,2 г/см³) ± 1%;
- условная вязкость – (1–20 мм³/с) ± 1%;
- пластическая вязкость – (10–20 Па·с) ± 0,5%;
- динамическое напряжение сдвига (ДНС) – (10–20 Па) ± 0,5%;
- статическое НС (СНС) – (3–7/8–35 Па) ± 0,5%;
- водоотдача – (6–12 мл/30 мин) ± 5%;
- водородный показатель – (6–10) ± 0,5%;
- содержание песка – (0–2%) ± 1%.

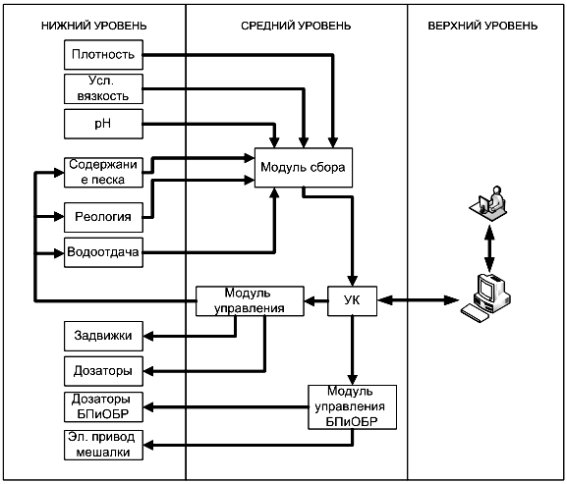


Рис. 2. Структурная схема АСУ

Система АСУ технологического процесса является многоуровневой. На нижнем уровне расположены датчики и исполнительные механизмы, которые принимают непосредственное участие в измерении параметров бурового раствора и осуществляют корректировку его состава.

На среднем уровне расположены устройства связи с объектами, обеспечивающие сопряжение вычислительных устройств с датчиками, регулирующими и управляющими устройствами. На среднем уровне также расположен сам управляющий контроллер.

Верхний уровень содержит компоненты, обеспечивающие визуализацию и архивирование параметров технологического процесса (персональный компьютер), возможность контроля и воздействия оператора на технологический процесс.

Для измерения плотности, условной вязкости и значения водородного показателя целесообразно использовать проточные датчики непрерывного измерения, так как они используются наиболее часто и просты в применении.

Процентное содержание песка можно определить путем разбавления определенного количества раствора водой и отстаивания полученной смеси в течение минуты. Таким образом необходимо измерить значение уровня осевшего песка с помощью датчика уровня и пересчитать его в объем, после чего перевести в проценты.

Для измерения реологических характеристик (СНС, ДНС, пластическая вязкость) необходимо залить определенное количество раствора в емкость с гильзой. Фактически надо управлять скоростью вращения гильзы и снимать показания с датчика момента.

Измерение значения водоотдачи необходимо производить, подавая в емкость с раствором избыточное давление 0,7 МПа, снимая с датчика уровня значение уровня отфильтрованного фильтрата, затем и пересчитать в объем.

В блоке вторичной обработки бурового раствора осуществляется управление дозирующими устройствами и электроприводом перемешивающего устройства.

Таким образом, система имеет явные преимущества перед использующимися средствами измерения и коррекции основных параметров бурового раствора. Исключается необходимость в проведении ручного измерения и расчетов, что лучшим образом скажется на точности конечных данных. Исключаются ошибки и возможность принятия неверных решений, связанных с человеческим фактором, но появляется возможность возникновения аварийных ситуаций, связанных с отказом используемого оборудования.

ЭЛЕКТРОННАЯ НАГРУЗКА С ВОЗВРАТОМ ЭНЕРГИИ В ЭЛЕКТРОСЕТЬ

И.В. Глездинский, студент 6-го курса, Р.Г. Ягуфаров, вед. инженер ЗАО «НПФ «Микран», Ю.М. Лебедев, к.т.н., доцент

г. Томск, ТУСУР, Bercut@vtomske.ru.

Для испытания источников питания постоянного тока, как правило, используются реостаты, что не выгодно, т.к. они занимают много

свободного места на рабочем месте и преобразуют электрическую энергию в тепловую.

Широкое применение в области испытаний выше указанных источников нашла электронная нагрузка [1]. В простейшем случае электронную нагрузку можно представить в виде полупроводникового управляемого элемента, при помощи которого можно регулировать ток. На рис. 1 приведена схема электронной нагрузки, построенной по такому принципу.

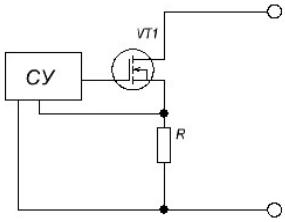


Рис. 1

Система управления задает напряжение на затворе МОП-транзистора таким образом, что ток, протекающий через сток транзистора VT1 и датчик тока *R*, имеет заданное значение. В данной реализации транзистор может работать как в активном, так и в импульсном режимах. Основной недостаток работы транзистора в активном режиме – выделение тепла в управляемом полупроводнике. Поэтому мощность нагрузки определяется допустимой рассеиваемой мощностью транзистора. Преимущество – простота реализации нагрузочной цепи и простота управления.

Управлять транзистором, изображенном на рис. 1, в активном режиме энергетически не выгодно, т.к. транзистору нужно рассеивать тепло с корпуса, вследствие чего требуется установка системы охлаждения. Также используются импульсные формирователи с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ). Они работают следующим образом. На затвор транзистора подается последовательность прямоугольных импульсов. С использованием сглаживающих реактивных звеньев формируется необходимый ток в мощном нагрузочном резисторе. Эта последовательность отпирает и запирает транзистор, вынуждая его работать в ключевом режиме, а регулирование тока происходит с использованием ШИМ. Значения КПД для преобразователя составляют более 90%, т.к. рабочая точка транзистора очень короткое время находится на линейном участке характеристики, потери в закрытом или полностью открытом состоянии минимальны, ток через транзистор при отсутствии сигнала равен нулю. В последнее время возрос интерес к формирователям такого класса т.к. они позволяют получать более надежные испытательные устройства, благодаря минимальной мощности, рассеиваемой на полупроводниковом управляемом приборе. Оба метода формирования нагрузочного тока подразумевают преобразование энергии испытываемого источника питания в тепловую. В первом случае энергия выделяется непосредственно в транзисторе, во втором случае – на активном сопротивлении нагрузки (например, мощном

реостате). Этого недостатка можно избежать, используя преобразователи, возвращающие энергию в электросеть [2, 3]. На рис. 2 изображена блок-схема электронной нагрузки с возвратом (рекуперацией) энергии в электросеть, где УВИР – управляемый выпрямитель, работающий в инверторном режиме; РТ – регулятор тока; ИП – источник питания постоянного тока.

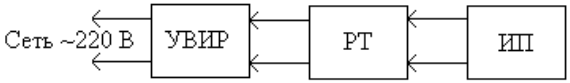


Рис. 2

На рис. 3 изображен возможный вариант схемы электронной нагрузки с возвратом энергии в электросеть.

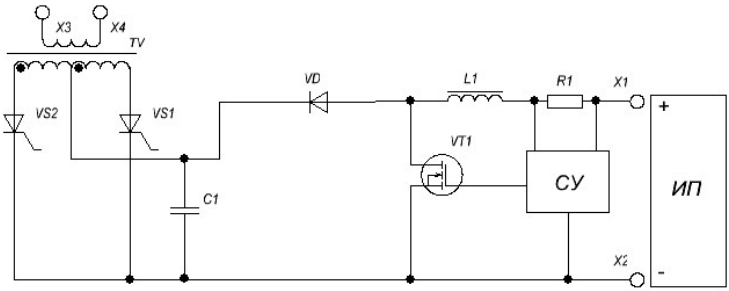


Рис. 3

На тиристорах VS1 и VS2 реализован управляемый выпрямитель, работающий в инверторном режиме (УВИР), который выполняет функцию рекуперации электрической энергии; регулятор тока состоит из транзистора VT1, датчика тока R1 и системы управления и построен по схеме преобразователя постоянного напряжения повышающего типа. К входу регулятора тока подключен испытываемый источник питания, а его выход нагружается на УВИР. Для реализации многоканального комплекса электронных нагрузок достаточно иметь один общий УВИР и отдельные регуляторы тока, выходы которых можно легко объединять параллельным соединением.

Электронная нагрузка, построенная по такому принципу, имеет существенное преимущество – электрическая энергия не преобразуется в тепловую, а возвращается в электросеть с высоким КПД (не ниже 80%). Такие устройства позволят испытать более мощные источники питания длительное время без применения специальных устройств охлаждения, по сравнению с испытательными устройствами, преобразующими электрическую энергию в тепловую, что экономически оп-

равдывает такую реализацию электронной нагрузки. Используя определенные алгоритмы управления тиристорами, можно добиться хорошего коэффициента мощности при возврате энергии.

ЛИТЕРАТУРА

1. Глездинский И.В., Ягуфаров Р.Г., Лебедев Ю.М. Электронная нагрузка как измерительный комплекс // Итоги научно-исследовательских работ и курсового проектирования студентов 1–4 курсов кафедры промышленной электроники: матер. ежегодной науч.-практ. конф. / под ред. канд. техн. наук В.Д. Семенова. Вып. 3. Том: Томск. гос. ун-т систем упр. и радиоэлектроники, 2009 (в печати).

2. Сергеев Б.С. Схемотехника функциональных узлов источников вторичного электропитания: Справочник. М.: Радио и связь, 1992. 224 с.

3. Розанов Ю.К. Основы силовой электроники. М.: Энергоатомиздат, 1992. 296 с.

ОБОСНОВАНИЕ ВЫБОРА DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ИМИТАТОРА ТРЕХФАЗНОЙ СЕТИ

Е.В. Горбачев, студент ФЭТ, Н.С. Легостаев, к.т.н., доцент, К.В. Четвергов, ст. преподаватель

г. Томск, ТУСУР, т. 414-654, lns@ie.tusur.ru

Проектирование электронного оборудования целесообразно сопровождать комплексом контрольно-измерительных мероприятий с применением имитаторов систем электроснабжения.

Центральным узлом имитатора трехфазной сети переменного тока является источник фазных помех, действие которого заключается в управляемом суммировании фазных напряжений сети с постоянными напряжениями по законам, обеспечивающим имитацию отклонений параметров электрической энергии в соответствии с международными стандартами на качество электрической энергии в системах электроснабжения.

Для реализации отклонений параметров фазных напряжений, удовлетворяющих нормально допустимым и предельно допустимым нормам качества электрической энергии, в составе каждого канала источника фазных помех предусмотрен модуль DC/DC преобразователя мощностью 1200 Вт с максимальным выходным напряжением 80 В.

Для оптимизации массогабаритных показателей источника фазных помех модули DC/DC преобразователей следует выполнять на базе транзисторных преобразователей со звеном повышенной частоты. Требуемая мощность модулей DC/DC преобразователей обусловливает реализацию структуры силовой части на базе однотактного прямоходового (рис. 1) либо двухтактного (рис. 2) преобразователей.

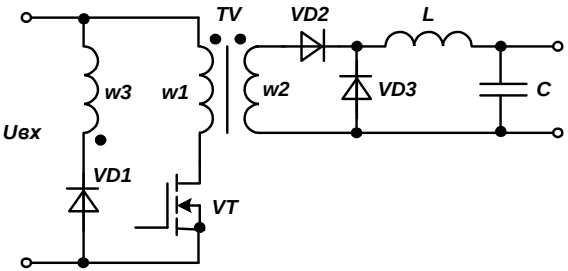


Рис. 1. Схема однотактного прямоходового преобразователя

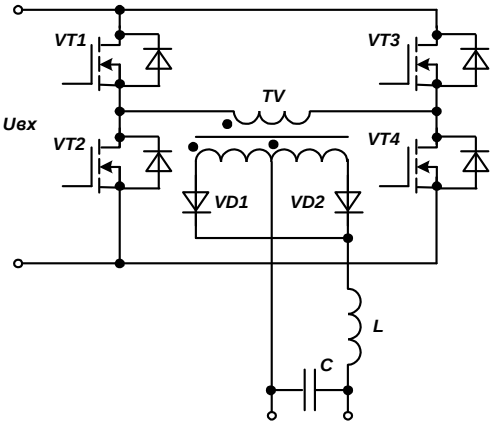


Рис. 2. Схема двухтактного преобразователя

Соотношения, позволяющие провести сравнительный анализ однотактного прямоходового и двухтактного преобразователей и выбрать оптимальное схемотехническое решение, представлены в таблице. Соотношения получены при допущении, что ток намагничивания высокочастотного трансформатора равен нулю, что является оправданным на этапе выбора структуры силовой части преобразователя. На основе расчета габаритных мощностей элементов схем можно сделать вывод, что реализация модуля DC/DC преобразователя на базе двухтактного преобразователя более предпочтительна. Сравнительную оценку массогабаритных показателей преобразователей можно провести, сопоставив параметр, определяющий типоразмер сердечника трансформатора:

$$S_0 S_c = \frac{P_{TV}}{2k_\phi k_c k_o f B_m j},$$

где для прямоходового преобразователя $k_ф = 1/\sqrt{2\gamma}$, $B_m \approx \frac{B_s - B_r}{2}$, а для двухтактного преобразователя $k_ф = 1/\sqrt{\gamma}$, $B_m \approx B_s$.

Электрические параметры элементов преобразователей

Пар-р	Прямоходовый преобразователь		Двухтактный преобразователь	
	формула	знач.	формула	знач.
γ	$t_и/T$	0,4	$2t_и/T$	0,8
P_{TV}	$\sqrt{2}P_{вых}$	1697 ВА	$\frac{P_{вых}}{2}\left(1+\sqrt{\frac{1+\gamma}{\gamma}}\right)$	1500 ВА
L	$\frac{U_{вых}(1-\gamma)}{2I_{вых}f}$	32 мкГн	$\frac{U_{вых}(1-\gamma)}{2I_{вых}f}$	10,6 мкГн
P_L	$P_{вых}\sqrt{\frac{1-\gamma}{\gamma}}$	1470 ВА	$P_{вых}\sqrt{\frac{1-\gamma}{\gamma}}$	600 ВА
C	$\frac{1-\gamma}{16f^2k_пL}$	0,47 мкФ	$\frac{1-\gamma}{16f^2k_пL}$	0,47 мкФ
P_C	$\frac{U^2_{вых}(1-\gamma)}{\sqrt{12}fL}$	69,3 ВА	$\frac{U^2_{вых}(1-\gamma)}{\sqrt{12}fL}$	69,3 ВА
$\sum P_{VT}$	$2\frac{P_{вых}}{\gamma}$	6000 ВА	$4\frac{P_{вых}}{\gamma}$	6000 ВА
$\sum P_{VD}$	$\frac{P_{вых}}{\gamma}$	3000 ВА	$2\frac{P_{вых}}{\gamma}$	1500 ВА

ЛИТЕРАТУРА

1. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2006. 632 с.

ЦИФРОВОЙ ДАТЧИК ВАКУУМА НА ОСНОВЕ ТЕРМОПАРЫ

А.Е. Ильяшенко, С.С. Костяев, В.А. Иванов, студенты 3-го курса,
В.Д. Семенов, науч. рук., к.т.н., доцент, В.А. Федотов, зав. лаб. ГПО
г. Томск, ТУСУР, каф. ПрЭ, Shadow1809@mail.ru

Процессы автоматизации с применением контрольно-измерительной техники в науке не отстают от аналогичных процессов в про-

мышленности. Постоянно растущий уровень научных разработок диктует все более жесткие требования к стендам и установкам, на которых проводятся лабораторные и научные исследования. Современную научно-техническую базу невозможно представить без высокого уровня автоматизации, позволяющего поднять проведение научного эксперимента на качественно новый уровень [1].

Изготовление датчика для автоматизации вакуумной установки потребовало от него определенных характеристик, это:

1. Широкий диапазон питания 10…48 В.
2. Гальваническая развязка входов от выходов и от сети.
3. Аналоговый выход 4…20 мА (логарифмическая шкала).
4. Цифровой выход на интерфейсе RS-485 протокол ModBus.

На рынке имеется широкий спектр датчиков как российского, так и зарубежного производства, но лишь несколько датчиков соответствуют большинству требований, но и в них отсутствует токовый выход, столь необходимый для промышленной автоматизации. Мы в данном датчике попытались улучшить потребительские характеристики присутствующих на рынке изделий и добавили универсальный токовый выход.

Принцип действия лампы основан на охлаждении за счет конвекции [2]. Термопара находится в контакте с нагреваемым проводником. Чем лучше вакуум, тем меньше теплопроводность газа и, следовательно, выше температура проводника (теплопроводность разреженного газа пропорциональна его давлению). Сигнал с термопары усиливается, считывается, обрабатывается и выводится в удобной форме.

Структурная схема датчика представлена на рис. 1 и содержит: источник питания, микроконтроллерную систему управления, управляемый генератор тока для питания лампы, аналоговый усилитель, преобразователь.

Так как устройство является измерительным, следовательно, должно точно и в удобной форме выводить информацию. Именно поэтому в качестве аналогового выхода был использован токовый сигнал 4–20 мА, позволяющий передавать аналоговую информацию на значительные расстояния с хорошей помехозащищенностью. Цифровой интерфейс был реализован на RS-485 с протоколом Mod Bus. Также нужно отметить возможность работы датчика практически со всеми типами ламп ПМТ (ПМТ-2, ПМТ-4 и др.), выпускаемых в России. Для работы с разными лампами и для повышения точности измерений в устройстве предусмотрена ручная калибровка под каждую конкретную лампу. В более поздних версиях организована автоматическая калибровка.

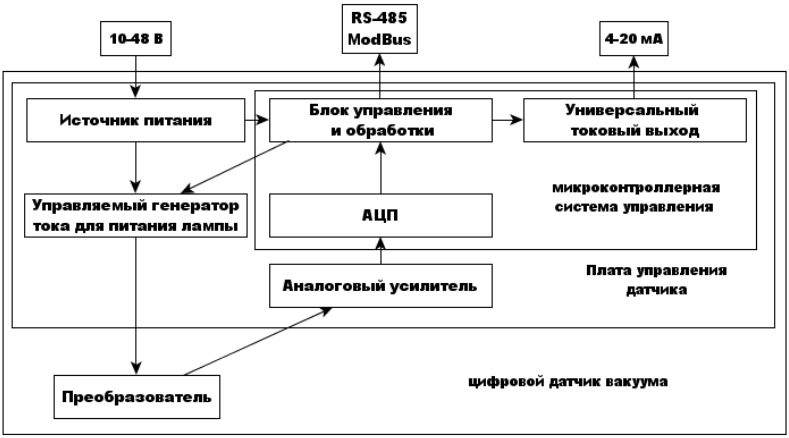


Рис. 1. Структурная схема

Программа управления представлена на рис. 2 и имеет следующие функциональные блоки:

1) блок измерений, непосредственно управляющий датчиком;

2) последовательный интерфейс SCI (цифровой выход по протоколу ModBus);

3) последовательный интерфейс SPI, связанный с универсальным токовым выходом 4...20 мА;

4) блок индикации режимов работы прибора;

5) блок глобальных переменных, являющийся согласующим звеном между остальными блоками программы, через него передаются данные об измеренном давлении и текущем состоянии каждого блока.

Алгоритмы работы каждого из блоков описываются диаграммами состояний по стандарту UML. Такая диаграмма для блока измерений представлена на рис. 3.

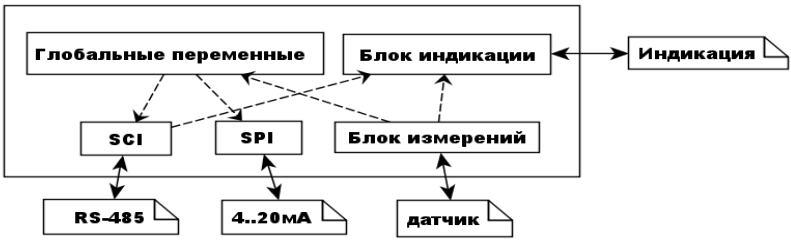
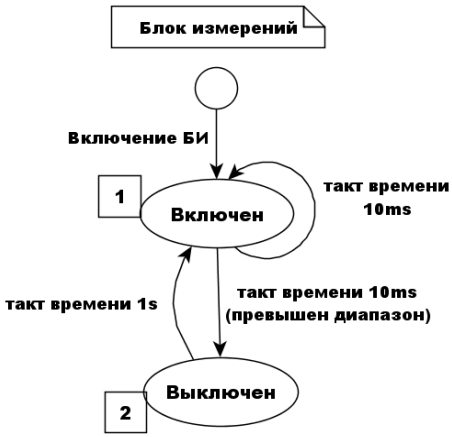


Рис. 2. Структурная схема программы

Блок измерений каждые 10 мс считывает значение напряжения с АЦП. Если измеряемое напряжение лежит вне диапазона измерения, блок переходит в состояние 2 – Выключен. Спустя одну секунду блок переходит в состояние 1 – Включен. Далее процесс измерения возобновляется. Так реализована программная защита датчика от перегрева.



Аналогично описываются все другие блоки. Значения давления на аналоговом выходе для удобства представлены в логарифмическом масштабе. Блок индикации – датчик, имеет светодиодный индикатор, отображающий текущее состояние работы.

Разработанный датчик может быть использован в любых технологических установках, где требуется измерять глубину вакуума.

Рис. 3. Диаграмма состояний блока измерений

ЛИТЕРАТУРА

1. Шишкин С. Система передачи данных на базе вторичных преобразователей и весовых терминалов с аналоговыми выходами // Схемотехника. 2007. № 1. С. 6–9.

2. Технический паспорт лампы ПМТ-2.

МОДЕЛЬ АКТИВНОГО ТРЕХФАЗНОГО КОМПЕНСАТОРА РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ И МОЩНОСТИ ИСКАЖЕНИЙ В СРЕДЕ ORCAD

А.Ю. Иванов, А.В. Федотов, студенты 6-го курса, каф. ПрЭ

г. Томск, ТУСУР, alexey_ivanov@vtomske.ru

В настоящие время задача производства устройств для повышения качества электросети является важной и актуальной. Эффективность таких систем закладывается на этапе проведения научно-исследовательских и опытно-конструкторских работ. В связи с этим существует необходимость исследования методов и алгоритмов улучшения качества сети. Одним из таких устройств является активный компенсатор реактивной мощности и мощности искажений (КРМиМИ).

Авторами предлагается модель КРМиМИ, позволяющая проверить работоспособность устройства в целом, а также исследовать энергетические показатели, характеризующие эффективность использования и потребления электрической энергии, при изменении нагрузки и параметров компенсатора.

Цель работы на данном этапе сводится к тому, чтобы удостовериться в работоспособности устройства, а именно: получить форму тока сети, близкую к форме напряжения сети, а также получить коэффициент мощности $K_{\text{м}} \geq 0{,}97$.

Модель построена в среде моделирования электрических схем OrCAD. Силовая цепь модели выполнена в виде трехфазного мостового инвертора напряжения с индуктивными фильтрами и емкостным накопителем. В качестве нелинейной нагрузки используется трехфазный мостовой выпрямитель с индуктивно-емкостным фильтром. Задающим сигналом для коррекции формы тока является напряжение сети. Система управления реализована на основе умножителя с пропорционально-интегральным звеном в качестве корректирующего устройства, задающим необходимое напряжение на накопителе компенсатора, и пропорциональным корректирующим устройством в контуре регулирования тока нагрузки.

Для модели было принято следующее допущение: в качестве транзисторов в силовой цепи компенсатора используются идеальные ключи, время переключения которых равно нулю, а также отсутствуют статические и динамические потери (рис. 1–3).

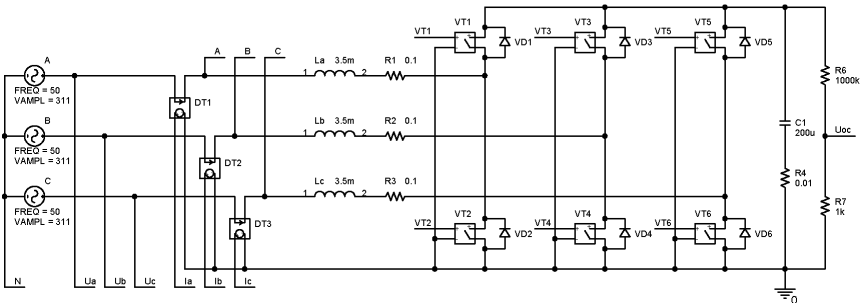


Рис. 1. Силовая цепь модели КРМиМИ

Коэффициент мощности рассчитывается по следующей формуле:

– без использования КРМиМИ:

$$K_{M1} = \cos(\varphi) \cdot K_{\text{НИ}} = 0{,}99 \cdot 0{,}62 \approx 0{,}61,$$

где $K_{\text{НИ}} = \dfrac{I_{1\text{эф}}}{I_{\text{эф}}} = \dfrac{14{,}02}{22{,}7} \approx 0{,}62;$

$K_{M1} = \cos(\varphi) \cdot K_{НИ} = 0{,}99 \cdot 0{,}62 \approx 0{,}61$,– с использованием КРМиМИ:

$$K_{M2} = \cos(\varphi) \cdot K_{\text{НИ}} = 0{,}99 \cdot 0{,}99 \approx 0{,}98,$$

где $K_{\text{НИ}} = \dfrac{I_{1\text{эф}}}{I_{\text{эф}}} = \dfrac{18{,}22}{18{,}4} \approx 0{,}99.$

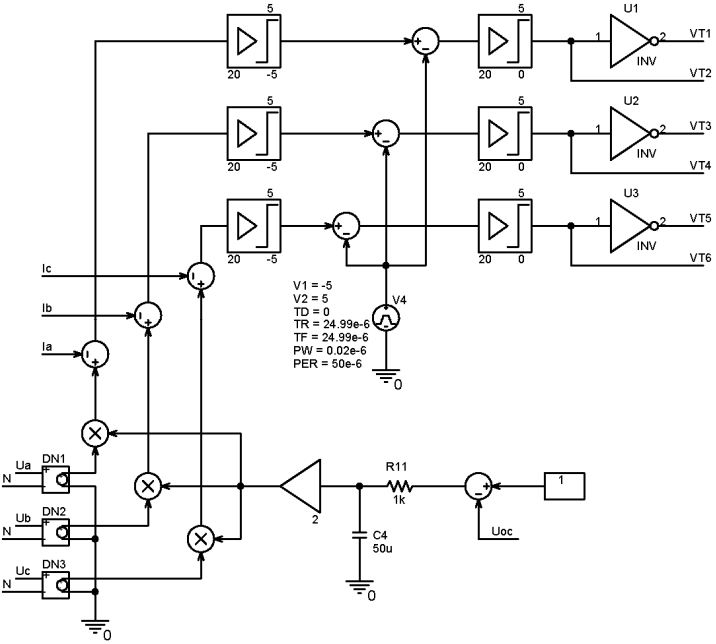


Рис. 2. Система управления модели КРМиМИ

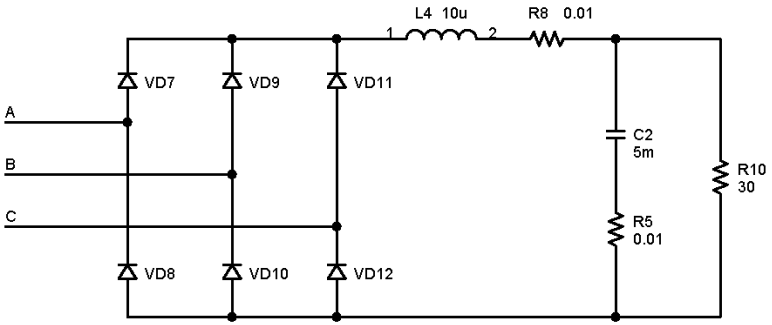
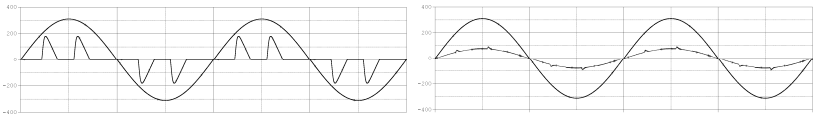
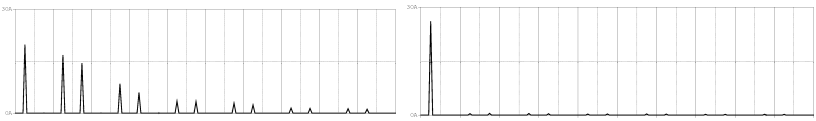


Рис. 3. Нелинейная нагрузка



а *б*

Рис. 4. Напряжение и ток сети при работе нелинейной нагрузки: *а* – без использования КРМиМИ; *б* – с использованием КРМиМИ



а *б*

Рис. 5. Спектр тока сети при работе нелинейной нагрузки:
а – без использования КРМиМИ; *б* – с использованием КРМиМИ

В результате моделирования КРМиМИ были получены следующие результаты:

– форма тока сети практически совпадает с формой напряжения сети (рис. 4, *б* и рис. 5, *б*), следовательно, активный компенсатор компенсирует не только реактивную мощность, но и мощность искажений, т.е. является активным фильтром тока сети;

– полученный коэффициент мощности $K_{M2} > 0{,}97 > K_{M1}$.

ЛИТЕРАТУРА

1. Михальченко Г.Я., Стребков А.С., Хвостов В.А., Шумейко С.А Промышленная электроника в энергосбережении. Томск: ТУСУР, 2006. 306 с.

2. Кеоун Дж. OrCAD Pspice. Анализ электрических цепей. М.: ДМК Пресс; СПб.: Питер, 2008. 640 с.

ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕЛИ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА ТОКА

И.М. Кадышев, студент 4-го курса, А.Г. Зубакин, доцент

г. Томск, ТУСУР, zag@ie.tusur.ru

Решение проблемы повышения качества выходного напряжения при минимальных потерях мощности – в использовании многозонной импульсной модуляции [1]. В новом макете лабораторной работы по исследованию звена повышенной частоты нет возможности оценить потери мощности, изменение качества выходного напряжения. Преимущества многозонной модуляции на одном звене доказать невозможно.

В лабораторной работе по исследованию автономного инвертора тока [2] основное внимание было направлено на изучение режимов работы инвертора, его нагрузочных характеристик. В работе имеется возможность изменения формы выходного напряжения, измерения входного и выходного напряжения, тока. Можно по осциллограммам и результатам измерений дать заключение о тех затратах, которые приходится нести при повышении качества выходного напряжения.

Однако оценка формы при этом достаточно субъективная. Диапазон регулирования формы ограничен несколькими значениями емкости компенсирующего конденсатора. Изменение частоты и емкости конденсатора одновременно увеличивает трудоемкость выполнения работы, усложняет процесс анализа.

С целью снижения трудоемкости, уточнения методики выполнения лабораторной работы предлагается использовать пакет OrCAD для моделирования инвертора тока, что обеспечивает исследования в более широком спектре частот, нагрузок и емкости компенсирующего конденсатора.

В качестве основных характеристик были определены коэффициенты использования источника питания по мощности, напряжению и коэффициент гармоник:

$$Kp = \frac{Un^2 / Rn}{(E * I)}, \quad Ku = \frac{Un}{E}, \quad Kg = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} U_i^2}}{U_1}.$$

Схема инвертора с обратным выпрямителем изображена на рис. 1. В схеме регулирование формы осуществляется изменением емкости компенсирующего конденсатора Ск. В процессе исследований измерялись токи и напряжения в нагрузке и источнике питания, определялся спектральный состав выходного напряжения.

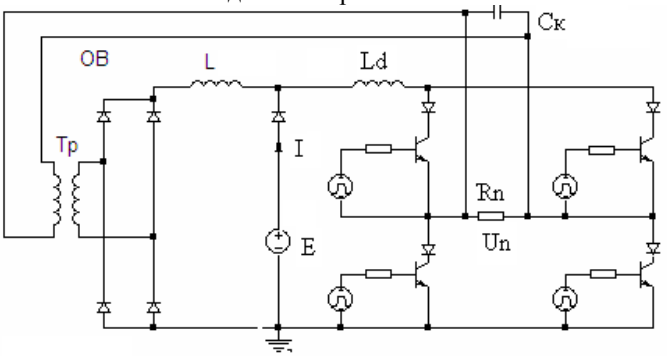
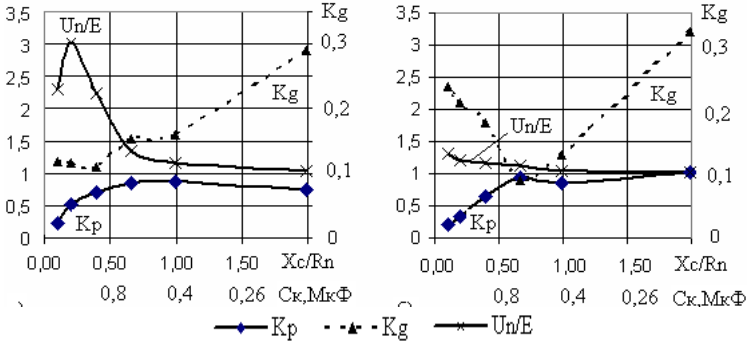


Рис. 1. Автономный инвертор тока с обратным выпрямителем ОВ

Результаты измерений приведены на графиках.



а *б*

Рис. 2. Основные характеристики инвертора с обратным выпрямителем (*а*) и без него (*б*)

При увеличении емкости компенсирующего конденсатора форма выходного напряжения изменяется от меандра (Ск = 0,2 МкФ) до близкой к синусоиде (Ск = 0,8 МкФ) и далее к треугольной (Ск > 2 МкФ) (рис. 2, *а*).

Для инвертора без обратного выпрямителя (см. рис. 2, *а*) коэффициенты гармоник использования источника питания по мощности при увеличении Ск уменьшаются, растет напряжение нагрузки.

Наибольшая мощность в нагрузке соответствует режиму минимальной емкости компенсирующего конденсатора, когда форма напряжения наиболее близка к прямоугольной. В этом режиме действующее напряжение на нагрузке и напряжение питания равны (Un = E).

Благодаря обратному выпрямителю напряжение на нагрузке почти не меняется при изменении тока в нагрузке (см. рис. 2, *б*).

По результатам исследований можно сделать вывод, что при уменьшении искажений формы выходного напряжения (с увеличением емкости конденсатора) растут габариты инвертора тока и ухудшается использование источника питания по мощности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кобзев А.В., Михальченко Г.Я., Музыченко Н.М. Модуляционные источники питания РЭА. Томск: Радио и связь, 1990. 336 с.

2. Сербин Э.Ф., Мишуров В.С. Исследование автономного однофазного инвертора тока: Руководство к лабораторной работе. Томск: ТУСУР, 1996.

УСТАНОВКА ГАЛЬВАНИЧЕСКОГО НАНЕСЕНИЯ ХРОМА НА ВНУТРЕННЮЮ ПОВЕРХНОСТЬ ИЗДЕЛИЙ

С.С. Какуев, студент 4-го курса, каф. ПрЭ,
В.Д. Семенов, науч. рук., к.т.н., доцент каф. ПрЭ,
С.В. Образцов, к.т.н.
г. Томск, ТУСУР, sergiy@ms.tusur.ru

Задача гальванического нанесения защитных, износостойких и других покрытий из хрома на внутреннюю поверхность полых изделий решается давно и различными способами. В большинстве случаев требуется толщина покрытия 0,03–0,3 мм, в отдельных случаях до 1,0 мм и более. Как правило, требуется, чтобы слой осажденного хрома имел одинаковую толщину по всей поверхности покрытия.

Чаще всего в обрабатываемую трубу помещают анод в виде металлического стержня [1] и закрепляют его в центре изделия. Катодом служит обрабатываемая деталь (труба). Однако данное решение имеет недостатки, связанные с центрированием анода, а также невозможностью его размещения в трубах малого диаметра, в изогнутых трубах, а также в трубах сложного сечения.

Интересное решение предложено в [2], где установка выполнена в виде двух гальванически не связанных ванн с двумя электролитами. Электролит из первой ванны определяет состав покрытия и циркулирует под действием насоса по обрабатываемой трубе, которая погружена в электролит второй ванны, который служит просто проводником для обеспечения контакта с внешней поверхностью обрабатываемой трубы. При этом для обеспечения равномерности покрытия изменяется направление потока электролита. Первая и вторая ванны обеспечивают контакты для соединения с положительным и отрицательным полюсами источника тока. Эта технология имеет преимущества перед аналогами, потому что анодом является электролит первой ванны, а это позволяет покрывать трубы малого диаметра, сложного сечения или сложной формы. Однако здесь появляются проблемы токоподводов от источника питания, которые будут окисляться и разрушаться под воздействием электрохимических процессов. Продукты разрушения электродов могут отрицательно влиять на качество покрытия. Кроме того, электрохимические процессы на постоянном токе приводят к быстрой пассивации электродов, и, как следствие, к возрастанию сопротивления электролизера, что значительно ухудшает использование электрической энергии и приводит к снижению экономической эффективности. Эти недостатки устранены в [3].

Известно, что более интенсивно электрохимические процессы идут на переменном токе [4], например на асимметричном синусои-

дальном токе (АСТ), изображенном на рис. 1. Это двуполярный ток, среднее значение которого за период отличается от нуля. Основными параметрами такого тока являются: период повторения T или частота f, амплитуда большой I_{m1} и малой I_{m2} полуволн, среднее и действующее значение каждой из полуволн.

Использование переменного асимметричного тока позволяет интенсифицировать процесс, увеличить число параметров, влияющих на качество покрытия, и подобрать их оптимальные значения, частоту f, коэффициент симметрии, равный отношению амплитуды отрицательной полуволны к амплитуде положительной, плотности тока, температуры электролита.

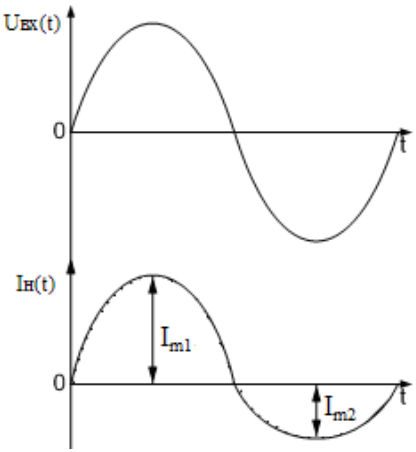


Рис. 1. Диаграмма асимметричного синусоидального тока

Предлагаемая установка для нанесения покрытия на внутреннюю поверхность изделий представлена на рис. 2.

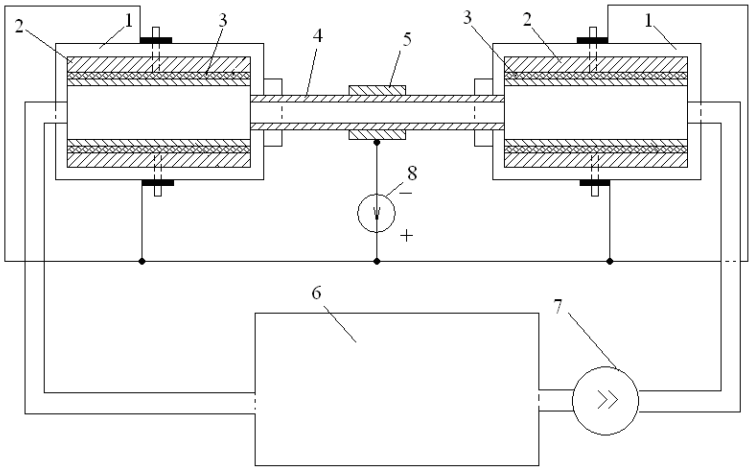


Рис. 2. Установка гальванического нанесения хрома на внутреннюю поверхность изделий

Установка содержит диэлектрические корпуса ванн *1*, со встроенными металлическими электродами (анодами) *2*, защищенными биполярными мембранами *3*. Между ваннами включена обрабатываемая труба *4* с электрическим контактом *5*. В контур образованный ваннами *1*, трубой *4* и накопительной емкостью *6*, включен насос *7*, для прокачки электролита. Этот насос имеет возможность реверсировать свое направление вращения. Источник асимметричного тока *8*, положительным полюсом подключен к анодам *2*, а отрицательным полюсом – к контакту *5*, соединенному с обрабатываемой трубой *4*.

Таким образом, в данной установке исключен контакт электродов с электролитом и использован более перспективный источник асимметричного тока.

ЛИТЕРАТУРА

1. Стендер В.В. Прикладная электрохимия. Харьков: Изд-во ХГУ, 1961. С. 392–394.

2. Фанда М.К., Малышева И.А. Установка для гальванического нанесения покрытий на внутреннюю поверхность изделий. Решение о выдаче патента на изобретение РФ от 27.08.2006 г. № 2282684

3. Шульгин Л.П. Электрохимические процессы на переменном токе. АН СССР, институт химии и технологии редких элементов и минерального сырья. Л.: Наука, 1974.

4. Семенов В.Д., Образцов С.В., Федотов В.А., Семенова Г.Д. Индукционная электрохимическая установка. Решение о выдаче патента на полезную модель РФ от 25 ноября 2008 г. по заявке № 2008137757/22(048640) от 22.09.2008.

ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ С МЯГКОЙ КОММУТАЦИЕЙ

А.В. Кручинкин, Р.Н. Киндеркнехт,
К.С. Коротков, студенты 3-го курса ФЭТ
г. Томск, ТУСУР, Alexxxkruch@yandex.ru

Развитие устройств силовой электроники идет при постоянно растущих требованиях к основным характеристикам преобразователей электроэнергии (в том числе предусмотренных различными программами по сбережению энергетических ресурсов и сырья) – массе, габаритам, КПД, надежности и стоимости. В высокочастотных преобразователях постоянного напряжения в постоянное (DC/DC), как известно, осуществляются процессы:

− преобразование постоянного напряжения в переменное высокочастотное, а затем в постоянное;

− регулирование значения выходного постоянного напряжения.

Для преобразования напряжения используются в основном два типа двухтактных схем – обычные (с прямоугольной формой токов силовых ключей) и резонансные (с синусоидальной формой тока силовых ключей).

На основе анализа научно-технической литературы можно выделить схему мостового преобразователя с фазовым управлением (рис. 1).

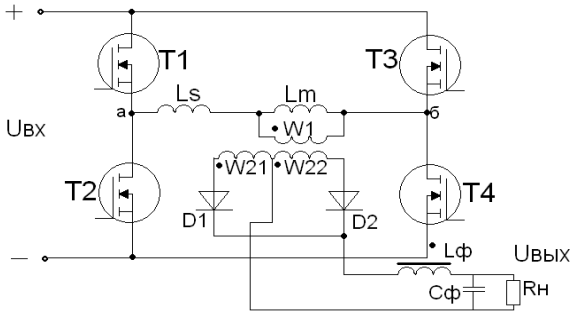


Рис. 1. Мостовой преобразователь при обычном ШИМ-управлении

Данный преобразователь относится к устройствам, работа которых происходит симметрично за период, т.е. период переключения разделяется на два полупериода, содержащих одни и те же интервалы импульса и паузы.

Идея построения преобразователя с фазовым управлением, позволяющим реализовать мягкое переключение к мостовой схеме, заключается в том, что в паузе проводят ток горизонтально расположенные транзисторы схемы (Т1 и Т3 или Т2 и Т4). Вследствие этого первичная обмотка трансформатора замыкается на небольшое сопротивление открытых приборов, и напряжение на ней близко к нулю (при идеальных элементах равно нулю). Ток, проходящий в индуктивности рассеяния L1 во время импульса, продолжает поддерживаться на уровне, близком к тому значению, которое было до наступления интервала паузы. В результате после окончания интервала паузы в коротком временном интервале, когда запирается один из открытых ранее транзисторов, создаются условия для перезаряда выходных емкостей транзисторов той пары ключей, расположенных вертикально на схеме, которые в данный момент переключаются. Таким образом, достигается ПНН, при котором отсутствуют потери в транзисторе при его включении.

В случае формирования управляющего напряжения на ключах Т1, Т4 и Т2, Т3 с паузами между импульсами и с использованием реальных ключей, получим результаты, представленные на рис. 2–5.

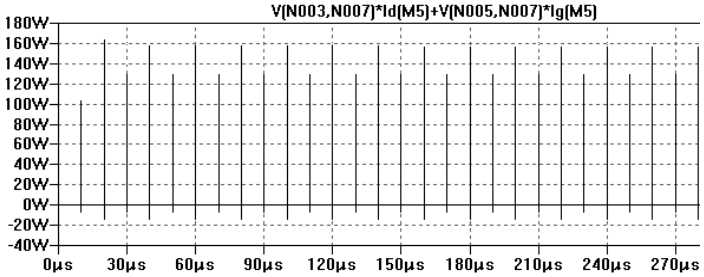


Рис. 2. Мощность, выделяющаяся на ключе без коммутационных пауз

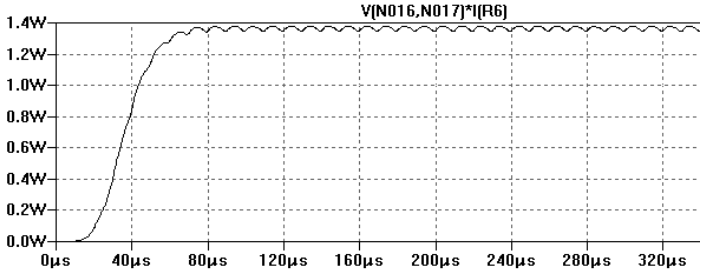


Рис. 3. Мощность, выделяющаяся на нагрузке без коммутационных пауз

Из приведенных графиков можно сделать вывод, что при прочих равных условиях, но с использованием паузы между импульсами и реальными ключами заметно снижаются динамические потери на ключах (снижается рассеиваемая мощность).

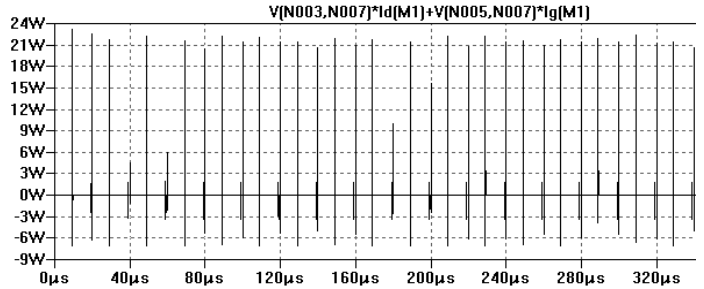


Рис. 4. Мощность, выделяющаяся на ключе

Предложение предназначается для реализации мощных, дешевых и эффективных регулируемых высокочастотных транзисторных резонансных преобразователей напряжения различного применения. Это могут быть сварочные преобразователи, установки индукционного

нагрева, радиопередающие устройства и др. Существует риск реализации разрабатываемых устройств в связи с конкурентной борьбой с зарубежными производителями.

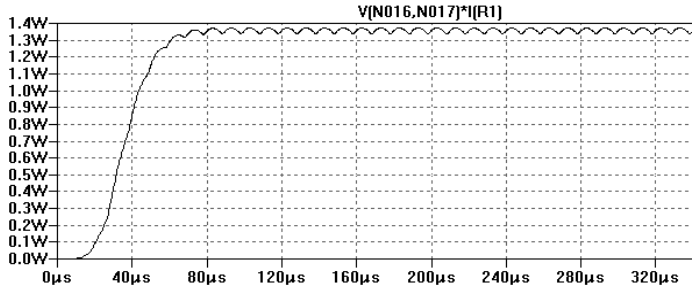


Рис. 5. Мощность, выделяющаяся на нагрузке

Преимущество отечественных разработок связано со стоимостными и надежностными показателями, превосходством разрабатываемого прототипа над имеющимися образцами.

МОДУЛЬ ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ИМИТАТОРА ТРЕХФАЗНОЙ СЕТИ

А.С. Косойкин, студент ФЭТ, Н.С. Легостаев, к.т.н., доцент, К.В. Четвергов, ст. преподаватель

г. Томск, ТУСУР, т. 414-654, lns@ie.tusur.ru

Одним из важнейших мероприятий, направленных на достижение высокого качества проектирования электронного оборудования, является комплекс контрольно-измерительных испытаний при отклонениях параметров электрической энергии сетей электроснабжения, нормированных межгосударственным стандартом ГОСТ 13109–97 «Нормы качества электрической энергии в системах общего назначения» и международными стандартами МЭК 868, МЭК 1000-3-2, МЭК 1000-3-3, МЭК 1000-4-1. Необходимым условием реализации указанных испытаний выступает применение имитаторов систем электроснабжения переменного трехфазного (однофазного) тока общего назначения, разработка которых относится к числу актуальных задач энергетической электроники.

Структурная схема силовой части имитатора трехфазной сети переменного тока представлена на рис. 1, где В – выпрямитель, СФ – сглаживающий фильтр, ВИ – ведомый инвертор, МК DC/DC – модули преобразователей постоянного напряжения, МПП – модули повы-

шающих преобразователей, МКС – модули конверторов сброса, РКК – реверсивные ключевые коммутаторы.

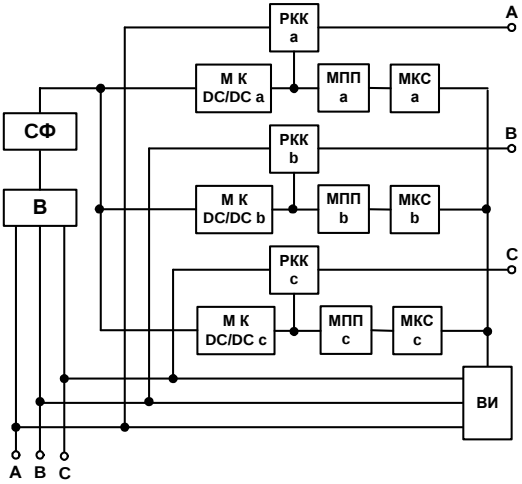


Рис. 1. Структурная схема силовой части имитатора трехфазной сети

Повышение напряжения в модуле повышающего преобразователя может быть обеспечено использованием согласующего высокочастотного трансформатора либо за счет соответствующей регулировочной характеристики схемы [1].

Поскольку гальваническая развязка предусмотрена в модулях МК DC/DC и МКС, для упрощения схемотехнической реализации и улучшения технологичности МПП целесообразно реализовать на базе высокочастотных непосредственных преобразователей постоянного напряжения – повышающего или инвертирующего типов (рис. 2).

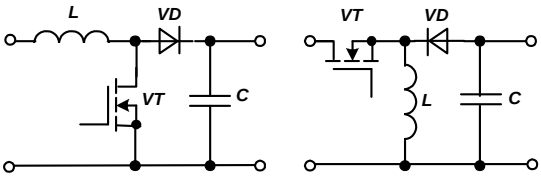


Рис. 2. Схемы повышающего и инвертирующего непосредственных преобразователей постоянного напряжения

Соотношения, позволяющие провести сравнительный анализ и выбор оптимального схемотехнического решения, представлены в таблице.

Электрические параметры элементов преобразователей

Пар-р	Повышающий преобразователь		Инвертирующий преобразователь	
	формула	знач.	формула	знач.
$\frac{U_{\text{вых}}}{U_{\text{вх}}}$	$\frac{1}{1-\gamma}$	2,75	$\frac{\gamma}{1-\gamma}$	2,75
L	$\frac{U_{\text{вх}}^2\gamma}{2P_{\text{вых}}f}$	85 мкГн	$\frac{U_{\text{вх}}^2\gamma^2}{2P_{\text{вых}}f}$	72 мкГн
P_L	$P_{\text{вых}}\sqrt{\frac{\gamma}{1-\gamma}}$	1587 ВА	$P_{\text{вых}}\sqrt{\frac{1}{\gamma(1-\gamma)}}$	2714 ВА
C	$\frac{P_{\text{вых}}\gamma}{2fU_{\text{вых}}^2k_{\text{п}}}$	3,9 мкФ	$\frac{P_{\text{вых}}\gamma}{2fU_{\text{вых}}^2k_{\text{п}}}$	4,5 мкФ
P_C	$P_{\text{вых}}\sqrt{\frac{\gamma}{1-\gamma}}$	1587 ВА	$P_{\text{вых}}\sqrt{\frac{\gamma}{1-\gamma}}$	1990 ВА
I_{VT}	$I_{\text{вых}}/(1-\gamma)$	15 А	$I_{\text{вых}}/(1-\gamma)$	21 А
U_{VT}	$U_{\text{вых}}$	220 В	$U_{\text{вых}}/\gamma$	300 В
P_{VT}	$\frac{P_{\text{вых}}}{1-\gamma}$	3300 ВА	$\frac{P_{\text{вых}}}{\gamma(1-\gamma)}$	6136 ВА
I_{VD}	$I_{\text{вых}}$	5,5 А	$I_{\text{вых}}$	5,5 А
U_{VD}	$U_{\text{вых}}$	220 В	$U_{\text{вых}}/\gamma$	300 В
P_{VD}	$P_{\text{вых}}$	1200 ВА	$P_{\text{вых}}/\gamma$	1636 ВА

На основе расчета элементов схем повышающего и инвертирующего преобразователей можно сделать вывод, что для реализации МПП схема повышающего преобразователя более предпочтительна, так как обеспечивает лучшие установленные значения электрических параметров элементов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2006. 632 с.

ВАРИАНТ ПРАКТИЧЕСКОГО ПРИМЕНЕНИЯ СИСТЕМ ОТОБРАЖЕНИЯ С КРУГОВОЙ МЕХАНИЧЕСКОЙ РАЗВЕРТКОЙ С НЕСТАБИЛЬНОЙ ЧАСТОТОЙ ВРАЩЕНИЯ

И.Д. Краснов, аспирант каф. ПрЭ

г. Томск, ТУСУР, т. +7-913-822-18-96, IDKrasnov@mail.ru

Целью проекта является разработка устройства, которое позволит отображать светящиеся картинки с вращающихся объектов (колеса велосипеда во время движения). Проведенные маркетинговые исследования показали, что предлагаемые устройства могут занять целую нишу на рынке вело- и автотюнинга (современные тенденции в сфере аксессуаров на авто- и велорынках, сутью которого является придание эффектного внешнего вида транспортному средству). По пессимистичным расчетам, объем рынка имеет оценку в 8,5 млрд рублей.

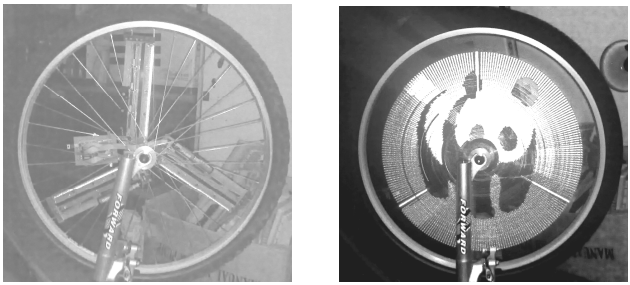


Рис. 1. Внешний вид устройства

Устройство представляет собой несколько светодиодных лучей (от 1 до 5), которые крепятся вдоль спиц велосипедного колеса (от центра колеса к ободу). При движении велосипеда лучи вращаются вместе с колесом. Микроконтроллер управления начинает зажигать и гасить светодиоды в заданном порядке, и на вращающемся колесе появляется картинка или мультипликация (рис. 1).

Основным техническим отличием данного устройства перед аналогами является использование специального датчика, который позволит точно определять координаты светодиода в любой момент времени. В аналогичных устройствах координаты светодиодов определяются путем расчета ее относительно скорости вращения. То есть для точного расчета координаты необходимо задавать или знать скорость вращения рабочей поверхности, что не позволяет добиться стабильности при изменении скорости во время отображения информации.

Следствием специального использования датчика является независимость от изменения скорости вращения рабочей поверхности, т.е.

можно получить стабильное отображение с заданной вращающейся поверхности, не учитывая того, что частота вращения может в любой момент измениться. Это позволяет существенно расширить круг применения устройства для отображения необходимой нам визуальной информации (текст, картинки, мультипликация или видеоизображение). Например, можно будет размещать картинки на колесах велосипедов или автомобилей (в первом случае еще и понижается вероятность того, что велосипедист будет не замечен на дороге в темное время суток, соответственно повышается безопасность передвижения на велосипедах). Также возможно отображение информации с лопастей флюгеров, что может найти применение в рекламной индустрии.

Представляемая разработка использует результаты, полученные на кафедре промышленной электроники ТУСУРа в ходе инициативной научной работы (2006–2007 гг.) по теме: «Разработка и исследование устройства отображения графической информации на основе круговой механической развертки с динамически изменяющейся частотой».

По теме работы была защищена с оценкой «отлично» магистерская диссертация и в данный момент ведется работа над кандидатской диссертацией, которая продолжает тему разработки. Проведены основные НИОКР, результатами которых являются полученный отладочный лабораторный макет, защищена интеллектуальная собственность и получен патент на полезную модель.

Патент РФ № 74237. Устройство для отображения визуальной информации на вращающемся объекте. Патентообладатели: ТУСУР и И.Д. Краснов, Автор: И.Д. Краснов. Дата начала отсчета срока действия патента – 2008.02.19.

Проект реализуется в студенческом конструкторском бюро «Импульс» кафедры промышленной электроники ТУСУР, где имеется все необходимое оборудование для выполнения проекта. В дальнейшем проект будет располагаться в СБИ «Дружба».

В рамках программы УМНИК собран действующий макет (см. рис. 1), который на практике подтвердил теоретические расчеты и работоспособность устройства.

СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ДОСТУПА НА ПРЕДПРИЯТИИ НА ОСНОВЕ БИОМЕТРИЧЕСКИХ ДАННЫХ

Ю.В. Лонская

г. Томск, ТУСУР, yulua1986@mail.ru

Биометрия давно перешла из разряда фантастики в разряд современных технологий. Однако некоторые разработки находятся еще за

гранью понимания. Как создать системы идентификации человека по радужной оболочке глаза и обеспечить доступ в служебное помещение, в зависимости от его допуска, предлагается в данной статье.

Биометрический контроль доступа – автоматизированный метод, с помощью которого путем проверки (исследования) уникальных физиологических особенностей или поведенческих характеристик человека осуществляется идентификация личности.

Радужная оболочка глаза обладает высочайшим уровнем индивидуальности для каждого человека. Вероятность того, что два разных человека имеют один и тот же рисунок радужной оболочки глаза, равняется десяти в 78-й степени, в то время как все население Земли составляет примерно десять в 10-й степени. Радужная оболочка глаза стабильна и не изменяется в течение всей жизни. Являясь статистически сложным параметром, она делает практически невозможным ошибочное опознавание другого человека с очень схожим рисунком радужной оболочки глаза. Обмануть систему практически невозможно. Наличие очков или контактных линз не является препятствием для правильной идентификации. Данная технология по определению является полностью бесконтактной.

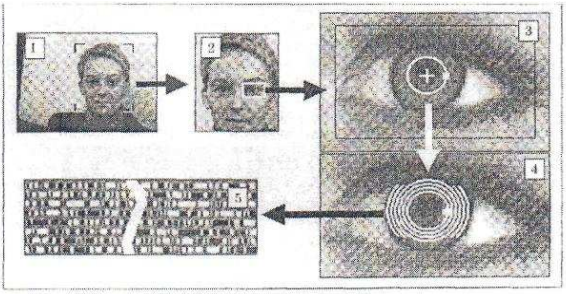


Рис. 1. Этапы идентификации по радужке

Рассмотрим основные этапы идентификации по радужке (рис. 1).

Первый этап – получение исследуемого изображения. Делается это с помощью различных камер.

Второй этап – выделение изображения радужной оболочки глаза. Особой сложности этот этап не представляет. Радужка – это достаточно темная, относительно белка глаза, почти плоская фигура, более или менее похожая на круг.

Третий этап – приведение размера изображения радужки к эталонному (путем масштабирования).

Четвертый этап – преобразование полученного изображения радужки. На данном этапе выполняемого процесса на радужную оболоч-

ку глаза, нормированную по масштабу, накладывается фиксированная маска полярной системы координат и строится матрица штрих-кодов.

Пятый этап – поиск в БД полученной кодовой комбинации. Для надежной идентификации личности достаточно 30–40% совпадений.

План работы предусматривает создать автоматизированную систему управления доступом в помещении на основе идентификации человека по радужной оболочке глаза. Структурная схема системы идентификации человека по радужной оболочке глаза представлена на рис. 2.

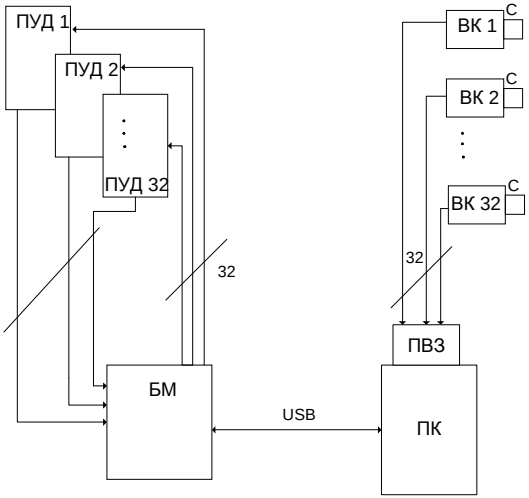
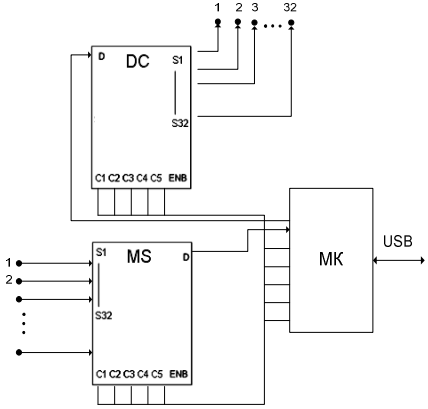


Рис. 2. Структурная схемы системы:
ПУД – пульт управления доступом;
БМ – блок мультиплексирования;
ПК – персональный компьютер;
ПВЗ – плата видеозахвата;
ВК – видеокамера

Весь контроль и управление процессом идентификации – обработка полученного с Web-камеры изображения, хранение данных, вывод полученных результатов – будут производиться персональным компьютером. Опрос всех датчиков и управление исполнительными механизмами ПУД осуществляются программным обеспечением (ПО) ПЭВМ посредством USB порта БМ.

Для оповещения пользователя о процессе прохождения идентификации и его результатов можно использовать динамик, подключаемый к ПУД. Процесс идентификации и результаты его прохождения будет выводиться на монитор оператора. Управление процессом в случае непредвиденных ситуаций будет осуществляться с помощью клавиатуры ПК, находящегося у оператора.

БМ представляет собой аналоговый мультиплексор (MS) и демультиплексор (DC) для коммутации каналов связи с микроконтроллерами ПУД. Структурная схема блока мультиплексирования представлена на рис. 3.



За последние десять лет было разработано множество моделей систем идентификации человека по радужной оболочке глаза. Если провести анализ по созданным системам, то можно обнаружить, что в связи с высокой сложностью структуры их стоимость очень велика.

Рис. 3. Структурная схема блока мультиплексирования: DC – демультиплексор; MS – мультиплексор; МК – микроконтроллер

Но можно создать систему, используя недорогое оборудование, которая будет обеспечивать тот же уровень безопасности, что и разработанные ранее системы.

ЦИФРОВОЙ ТАХОГРАФ

Д.И. Марин, А.А. Петренко, студенты 3-го курса ПРЭ
г. Томск, ТУСУР, Ludenus@sibmail.com

Комитет по внутреннему транспорту Экономического и социального совета ООН разработал и опубликовал 17 октября 2006 г. проект по обязательному оснащению *тахографами* всего внутреннего грузопассажирского автомобильного транспорта Европейского союза. В настоящее время в Евросоюзе тахограф является обязательным устройством для автомобилей, осуществляющих грузопассажирские международные перевозки.

Российская Федерация также планирует принять на себя обязательства по оснащению этими приборами своего транспорта. В России цифровые тахографы должны появиться с 16 июня 2010 г. согласно международному соглашению.

Тахографы – это электронные устройства, предназначенные для фиксирования показаний скорости движения автотранспортного средства. На основе этих данных производится анализ режима движения автомобиля и деятельности водителя. Ведение этих приборов обусловлено необходимостью обеспечения качества движения автомобиля и поддержания здоровья водителя.

Инициативная группа студентов ТУСУРа взялась за разработку подобного устройства для нужд российского Автопрома.

Требования к устройству. По типу тахографы бывают цифровые и элекронно-механические. Тахограф регистрирует скорость движения, пройденный путь и режим труда и отдыха водителя. Встроенный микроконтроллер (МК) ведет сбор информации с датчика скорости автомобиля (цифрового или аналогового). Современные цифровые тахографы получают информацию о скорости транспортного средства (ТС) непосредственно от процессора автомобиля по соответствующему протоколу. Тахографы производятся двух типоразмеров: круглые, устанавливаемые в гнездо спидометра, и радиоформата, устанавливаемые в гнездо автомагнитолы.

Сообщество производителей этих устройств (ИТСЕК) опубликовало определенный стандарт, регламентирующий процессы производства, лицензирования, поверок, ремонта и эксплуатации тахографов на грузопассажирском автотранспорте Евросоюза. Если Российская Федерация планирует производство собственных автомобилей, которым разрешен въезд на территорию Европейского союза, то она вынуждена будет озаботиться производством собственных тахографов, соответствующих европейским требованиям, либо приобретать эти устройства.

Кроме того, группа студентов ТУСУРа, занимающаяся данной тематикой, считает, что для российской действительности к данному устройству разумно, помимо европейских условий, предъявить дополнительные требования:

1) Отображение в памяти устройства уровня топлива для предотвращения банального воровства водителями.

2) Фиксация режимов работы двигателя (количество оборотов), для своевременного обслуживания, в связи с быстрым износом оборудования в наших климатических условиях.

3) Сбор информации с акселерометра для анализа качества трассы и связанных с этим задержек рейса и косвенной информации о качестве вождения.

4) Также возможно опциональное подключение GPS-модуля для определения положения автомобиля.

5) Для городского пассажирского транспорта планируется создание устройства с GSM-модулем связи для передачи данных с устройства в диспетчерский пункт.

Структура устройства. На рис. 1 представлена структурная схема разрабатываемого устройства.

Основной частью устройства будет служить микроконтроллер (например, производства ATmel) с функциями сбора информации с датчиков и вывода данных в требуемом формате.

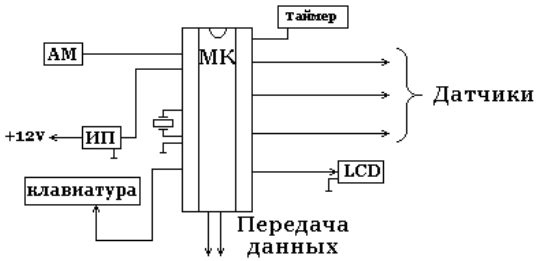


Рис. 1. Структурная схема тахографа

Кроме того, в состав устройства входят: датчики скорости, топлива, оборотов и акселерометр; собственный таймер для фиксации данных во времени; LCD-монитор и клавиатура для работы с пользователем.

Необходимой является процедура согласования датчиков и контроллера тахографа. Не менее важной является защита данных от несанкционированного проникновения, что будет решаться программно на уровне контроллера. По требованиям Евросоюза имеются четыре уровня доступа: водительский, мастера, администратора и инспекторский. Анализ данных тахографии и дополнительной информации позволяет владельцам предприятий оценить квалификацию водителей.

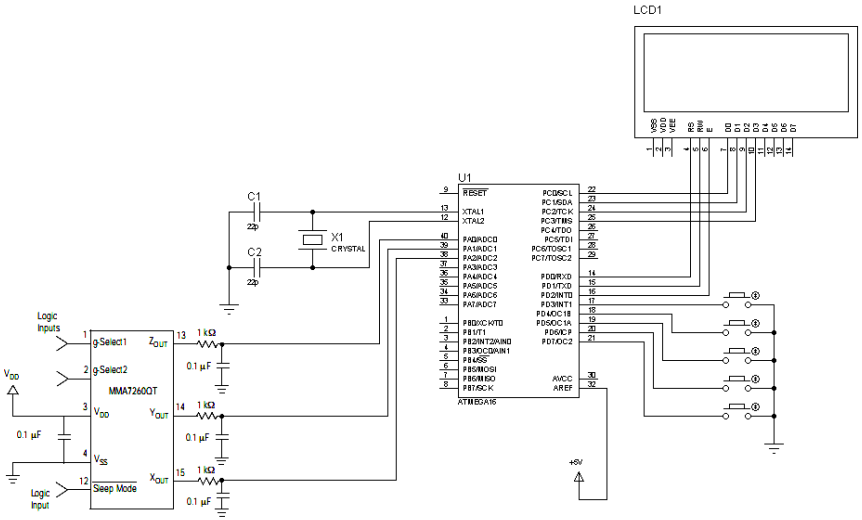


Рис. 2. Принципиальная схема тахографа

Ход работы. На настоящее время коллективом студентов ТУСУРа проведен следующий объем работ: изучено устройство микроконтроллера, создана тестовая отладочная плата, написана программа для обеспечения взаимодействия МК с внешними цифровыми и аналого-

выми сигналами с датчиков, запрограммирована работа с LCD-дисплеем, произведена закупка основной комплектации. Разработанная принципиальная схема первого варианта макета приведена на рис. 2.

Дальнейшая разработка устройства включает в себя изготовление и испытания опытного образца российского тахографа.

ОРГАНИЗАЦИЯ БЕСПРОВОДНОЙ КОММУНИКАЦИИ

С.М. Мартемьянов, Э.Ю. Моор,
студенты 5-го курса, каф. ПМЭ ЭФФ
г. Томск, ТПУ, sergmartemjanov@sibmail.com

В промышленных условиях часто возникает задача сбора данных о состоянии исполнительных и измерительных устройств, а также управления ими. В такой ситуации для передачи данных удобно использовать стандартные интерфейсы. Однако использование проводных линий связи затрудняет, а иногда ограничивает применимость таких систем, а также увеличивает их стоимость.

Данную задачу можно решить с использованием беспроводной коммуникации. Применение такого решения может также расширить возможности и упростить внедряемость многих устройств, например систем сбора данных, таких, как описано в [1].

Рассмотрим организацию беспроводной связи на примере использования микросхемы XE1201 фирмы «Xemix» – приемопередатчика радиоканала частотой 433 МГц. Данная микросхема предназначена для передачи данных с использованием синхронных либо асинхронных последовательных интерфейсов со скоростью до 64 кБод. Приемопередатчик имеет две однонаправленные линии для приема/передачи данных и выходную линию синхронизации данных. Конфигурирование микросхемы осуществляется по трехпроводной шине управления с помощью синхронного последовательного интерфейса. В описываемом устройстве для этой цели применяется интерфейс SPI. Имеется вывод для перевода в состояние приема либо передачи. Микросхема может обеспечивать связь в симплексном либо полудуплексном режиме.

Испытанное устройство построено по структурной схеме, изображенной на рис. 1.

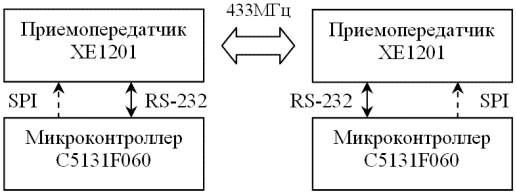


Рис. 1. Структурная схема устройства

Система состоит из приемопередатчиков XE1201, соединенных с микроконтроллерами C5131F060 фирмы Silicon Laboratories. Микроконтроллеры связаны с приемопередатчиками по шине управления, с помощью которой производится настройка приемопередатчиков и перевод их в состояние приема или передачи. Для передачи данных используется интерфейс RS-232 с использованием встроенного модуля UART микроконтроллера.

В данной системе микроконтроллеры используются для настройки приемопередатчиков, передачи данных, а также для выполнения основной функции устройства в зависимости от конкретного применения. Микросхема C5131F060 имеет богатую периферию и высокую производительность, поэтому применима для многих приложений. Так как для передачи данных используется широко распространенный интерфейс RS-232, для осуществления коммуникации может быть использован практически любой микроконтроллер.

Система работает следующим образом (рис. 2). В исходном состоянии оба приемопередатчика находятся в состоянии приема. Для передачи пакета данных передающий микроконтроллер переводит приемопередатчик по управляющему выводу в режим передачи. Далее микроконтроллер передает с помощью модуля UART пакет данных и после завершения передачи переходит в состояние приема.

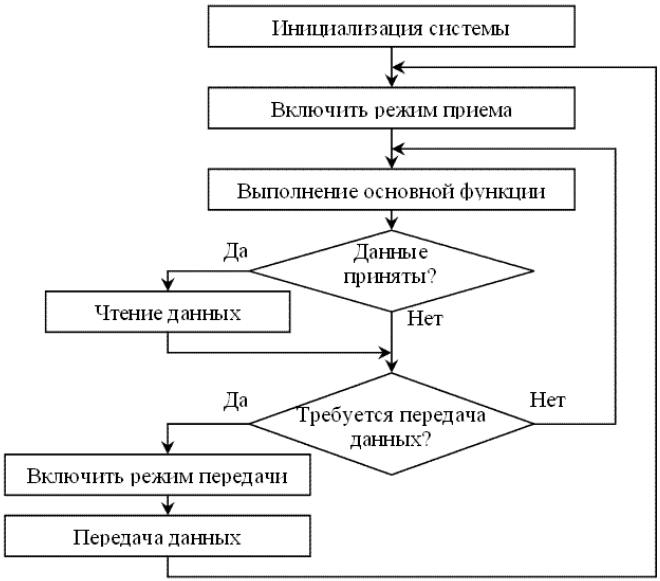


Рис. 2. Алгоритм работы устройства

Перед началом работы необходимо инициализировать приемопередатчик. В процессе инициализации микроконтроллер передает по шине управления 3 байта, содержащие информацию о скорости передачи данных (для синхронной передачи), излучаемой мощности, частоте девиации и других параметрах микросхемы. При отсутствии процесса инициализации будут использованы настройки по умолчанию.

Для передачи данных были использованы пакеты формата, представленные на рис. 3.

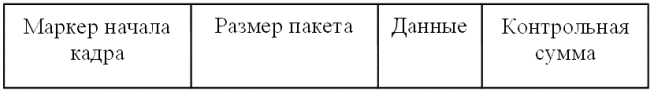


Рис. 3. Формат пакета данных

В начале пакета передается маркер начала кадра – байт, который сигнализирует о начале передачи данных. Далее передается байт, несущий информацию о количестве байт данных в пакете, после которого передаются собственно данные. В конце пакета передается контрольная сумма блока данных, служащая для защиты информации.

Испытания показали, что данное устройство обеспечивает передачу данных на расстояние до 300 м.

Таким образом, описанное устройство организует беспроводную связь с использованием интерфейса RS-232 и может применяться для обмена данными между двумя и более устройствами, сбора данных с измерительных и исполнительных устройств, а также управления ими.

ЛИТЕРАТУРА

1. Мартемьянов С.М., Моор Э.Ю. Система сбора информации на базе шины 1-Wire с передачей данных в ПК через USB-порт // Научная сессия ТУСУР-2008: Матери. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 5–8 мая 2008 г.: В пяти частях. Ч. 2. Томск: В-Спектр, 2008. 340 с.

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЛАЗЕРНЫМИ СВЕТОВЫМИ ЭФФЕКТАМИ

А.С. Хрущев, А.А. Мошняков, А.В. Столбов,
студенты 3-го курса, каф. ПрЭ
г. Томск, ТУСУР, m8nshine@yandex.ru

Целью нашего проекта являются разработка системы управления световыми эффектами и дальнейшая коммерциализация разработки в различных show- и media-проектах. В настоящее время устройства

подобного рода не распространены на рынке, а изготавливаются кустарным способом для конкретного media-проекта. Но в связи с увеличением числа шоу, рекламных, развлекательных мероприятий и клубов спрос на подобные системы неизбежно будет расти и в настоящий момент очень удобен для захвата этого сектора рынка.

Инициативная группа студентов ФЭТ предлагает к разработке систему управления лазерными световыми эффектами различной сложности, мощности и назначения.

Главной задачей проекта является разработка системы искривления луча – как подсистема, являющаяся сердцем нашего устройства. Помимо этого, центральной частью устройства является разработка системы, управляющей лучом (микропроцессорной системы управления), функции которого будут состоять в расчете управляющих сигналов для подсистемы искривления луча – управления созданием изображения.

Неотъемлемой частью проекта является исследование рынка схожих устройств и дальнейшая коммерциализация проекта. Данный вопрос будет прорабатываться нами после успешного завершения лабораторного макета устройства для снятия коммерческого риска невыполнения проекта.

Структура системы управления лазерными световыми эффектами. Лазерная система управления световыми эффектами изготавливается в следующей комплектации: модульная подсистема излучения (МПИ), микроконтроллерная подсистема управления движения луча (МПУДЛ), подсистема искривления луча (ПИЛ), подсистема питания (ПП), управляющий персональный компьютер (ПК), программное обеспечение для микроконтроллера (ПО МК), управляющая программа (УП) для персонального компьютера. Структурная схема приведена на рис. 1.

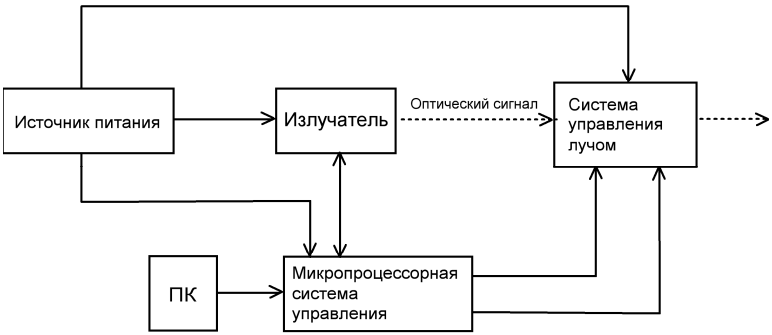


Рис. 1. Структурная схема

1. *Модульная подсистема излучения и подсистема питания*

Предлагается к разработке линейка устройств с различными мощностями излучающего элемента от демонстрационных светодиодов до лазеров значительной мощности и световой яркости, элемент излучения и подсистему питания планируется изготавливать модульным конструктивным исполнением с возможностью замены и модификации для конкретного проекта.

2. *Управляющая программа* (*УП*) *для персонального компьютера*

Графическое или анимационное изображение, которое будет выводиться через нашу систему управления лазерными световыми эффектами, должно быть преобразовано в набор графических примитивов и координат узловых точек, для чего требуется специальный графический редактор, планируемый к разработке нашим коллективом.

Также необходим программный модуль, который будет выполнять функцию передачи графических примитивов в МК.

3. *Микроконтроллерная подсистема управления движения луча*

Данная подсистема предназначена для создания управляющих сигналов на включения/выключения МПИ и управляющих сигналов ПИЛ в соответствии с ПО и координатами точек (траектории) выводимого изображения. МПУДЛ собирает информацию с датчиков подсистемы питания излучателя и системы управления лучом для эффективного управления всеми блоками устройства. Графическая информация, выводимая на любую поверхность, поступает в МПУДЛ с ПК, хранится в памяти и выводится по мере необходимости (рис. 2).

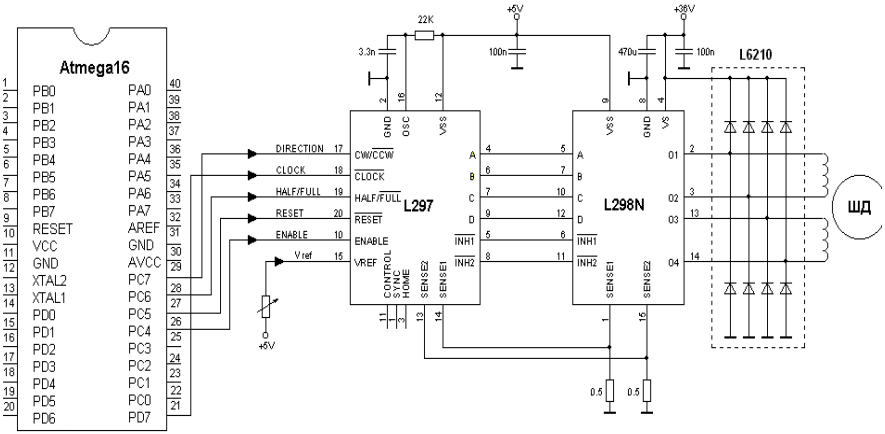


Рис. 2. Схема управления для одного ШД

4. *Подсистема искривления луча*

В качестве ядра ПИЛ планируется изготовить на базе 2 отражающих поверхностей, вращаемых шаговыми двигателями (ШД) высокой точности. А в качестве излучателя можно выбрать светодиод (или обычную лазерную указку) (рис. 3).

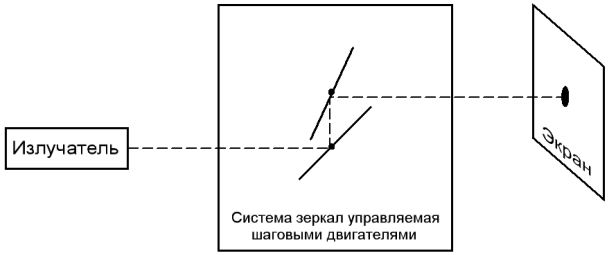


Рис. 3. Структурная схема реализации ПИЛ на ШД

5. *Программное обеспечение для микроконтроллера*

В качестве управляющего МК будет использован универсальный МК Atmel, в зависимости от требуемых функциональных и технических характеристик.

Программное ядро МК представляет собой подпрограмму получения и хранения графических данных с ПК, подпрограмму пересчета координат графических примитивов в угол перемещения луча МПИ, подпрограмму анализа состояния системы, работающую в режиме прерывания.

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИСКАЖЕНИЙ ФОРМЫ И ПОТЕРЬ В АВТОНОМНОМ ИНВЕРТОРЕ ТОКА

Р.Ф. Нигматуллин, студент 4-го курса, А.Г. Зубакин, доцент

г. Томск, ТУСУР, zag@ie.tusur.ru

Уменьшение потерь мощности, габаритов и массы преобразовательных устройств определяется применением ключевых регуляторов, повышением частоты работы преобразователя.

В ключевом режиме потери мощности на активных элементах преобразователя минимальны. Но в этом режиме весьма существенны искажения формы выходного напряжения.

Решение проблемы повышения качества выходного напряжения при минимальных потерях мощности – в использовании многозонной импульсной модуляции [1].

В новом макете лабораторной работы по исследованию звена повышенной частоты нет возможности оценить потери мощности, изменение качества выходного напряжения. Преимущества многозонной модуляции на одном звене доказать невозможно.

В другом макете по исследованию автономного инвертора тока можно изменять форму выходного напряжения, измерить входное и выходное напряжения, ток. Изменение формы (от прямоугольной к синусоидальной и далее к треугольной) осуществляется с помощью компенсирующего конденсатора, регулированием частоты работы преобразователя.

Можно по осциллограммам и результатам измерений дать заключение о качестве выходного напряжения. Однако оценка формы при этом достаточно субъективна. Диапазон регулирования формы ограничен значениями емкости компенсирующего конденсатора. Изменение частоты и емкости конденсатора одновременно усложняет процесс анализа.

В руководстве к лабораторной работе [2] основное внимание было направлено на изучение режимов работы инвертора, его нагрузочных характеристик. Появление новых измерительных приборов позволяет расширить исследования, изменить методику выполнения работы.

В данной работе предлагается оценить возможность макета автономного инвертора тока для определения потерь мощности и искажений формы выходного напряжения, выбрать методику исследований, определить контрольные точки, измерительные приборы.

Схема инвертора изображена на рис. 1. В схеме регулирование формы осуществляется изменением емкости компенсирующего конденсатора С1 и частотой задающего генератора.

В процессе исследований измерялись токи и напряжения в источнике питания ($I1$, $U1$), нагрузке ($I2$, $U2$) и определялся спектральный состав выходного напряжения U_i.

В качестве основных характеристик были определены коэффициенты использования источника питания по мощности, напряжению и коэффициент гармоник:

$$Kp = U2 * I2/(U1 * I1), \quad Ku = U2/U1, \quad Kг = \frac{\sqrt{\sum_{i=2}^{\infty} U_i^2}}{U_1}.$$

Для определения искажений формы использовался осциллограф Agilent Technologies, имеющий функцию определения спектрального состава. В результате тестирования синусоидальным сигналом были определены поправочные коэффициенты для определения амплитуды гармоник в разложении.

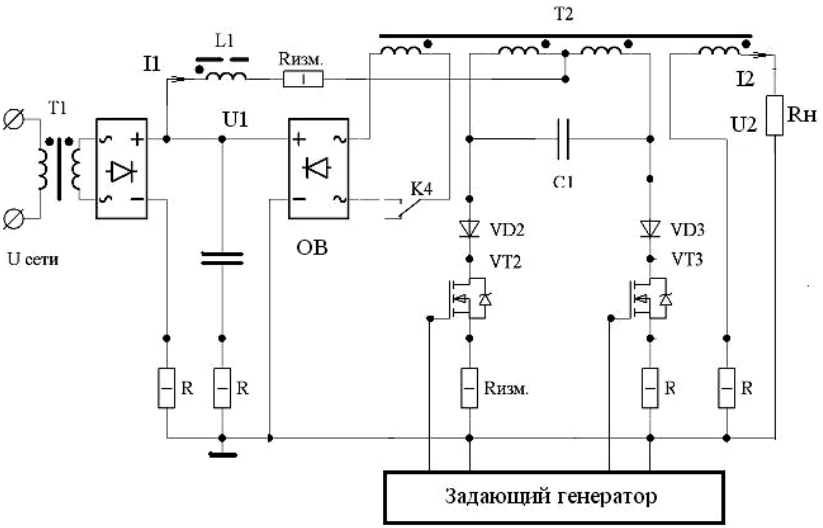


Рис. 1. Автономный инвертор тока с обратным выпрямителем (ОВ)

Количество вариантов емкости компенсирующего конденсатора ограничено, поэтому при анализе используется зависимость коэффициентов *Кг*, *Кр*, *Ки* (искажений, использования напряжения источника питания по мощности) от величины $B = Xc/Rн$.

Результаты измерений приведены на рис. 2.

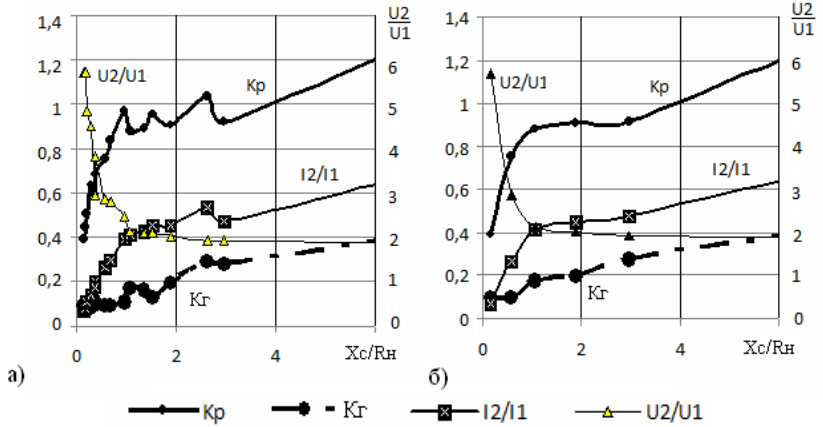


Рис. 2. Основные характеристики инвертора

При уменьшении емкости компенсирующего конденсатора и частоты (при уменьшении *B*) форма выходного напряжения изменяется от меандра до близкой к синусоиде и далее к треугольной (см. рис. 2).

Наибольшая мощность в нагрузке соответствует режиму минимальной частоты и емкости компенсирующего конденсатора, когда форма напряжения наиболее близка к прямоугольной.

По результатам эксперимента были определены точки контроля. С целью уменьшения трудоемкости выполнения лабораторной работы можно уменьшить количество точек измерений с шестнадцати (см. рис. 2, *а*) до шести (см. рис. 2, *б*). Данные эксперимента заносятся в Exel таблицу.

К итогам работы можно отнести вывод о связи качества выходного напряжения инвертора и его энергетических характеристик. Было установлено, что при уменьшении искажений формы выходного напряжения (с увеличением емкости конденсатора, частоты) растут габариты инвертора и ухудшается использование источника питания по мощности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кобзев А.В., Михальченко Г.Я., Музыченко Н.М. Модуляционные источники питания РЭА. Томск: Радио и связь, 1990. 336 с.

2. Сербин Э.Ф., Мишуров В.С. Исследование автономного однофазного инвертора тока: Руководство к лабораторной работе. Томск: ТУСУР, 1996.

ЗАРЯДНОЕ УСТРОЙСТВО АККУМУЛЯТОРНЫХ БАТАРЕЙ ЭЛЕКТРОМОБИЛЯ ПОВЫШЕННОЙ МОЩНОСТИ

В.Ю. Пермяков, студент 6-го курс, кафедра ПрЭ,
Г.Я. Михальченко, науч. рук., д.т.н., проф.
г. Томск, ТУСУР; 363pvy@sibmail.com

Сегодня электромобили распространены и используются в различных сферах жизнедеятельности человека. Их эксплуатация ограничена емкостью аккумуляторов, которые периодически нуждаются в зарядке. Для этого необходимо мощное зарядное устройство, так как батареи электромобиля имеют большую емкость и должны заряжаться довольно быстро. Ради удобства пользования этого устройства его необходимо интегрировать в конструкцию электромобиля, а здесь немаловажную роль играют такие параметры, как габариты и масса. Таким образом, можно сформулировать основные требования к проектированию зарядного устройства для электромобиля: увеличение выходной мощности, КПД и снижение массы, габаритов и различного рода потерь энергии.

Для решения поставленной задачи автор предлагает проектирование зарядного устройства с использованием структуры изображенной на рис. 1. Оно содержит следующие основные узлы: входной сетевой фильтр, корректор коэффициента мощности (ККМ) со схемой управления, инвертор, преобразующий постоянное напряжение с выхода ККМ в переменное на частоте преобразования, силовой трансформатор, выпрямитель, выходной фильтр и схему управления инвертором.

Современные требования к уровню электромагнитных помех и гармоническому составу тока первичной сети вызывают необходимость использования активной коррекции коэффициента мощности в источниках питания с преобразованием частоты. Наибольшее распространение получили ККМ по схеме повышающего ШИМ-преобразователя благодаря относительно низким потерям и простоте обеспечения постоянного потребления тока. Управление широтно-импульсным модулятором осуществляется сигналом, формируемым схемой управления таким образом, чтобы потребляемый ток по форме совпадал с выпрямленным напряжением.

Размеры и масса зависят от частоты работы инвертора. Чем выше частота, тем меньших размеров могут быть реактивные элементы. Однако увеличение частоты приводит к снижению КПД в силовых источниках с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ), в результате чего увеличиваются динамические потери. Увеличение частоты источников, управляемых с помощью ШИМ, до недавнего времени было единственным способом достижения цели уменьшения габаритов реактивных элементов. При этом возникали некоторые ограничения, обусловленные принципами работы транзистора в ключевом режиме. Во время переходных процессов выделяется большое количество тепла, увеличивающееся с ростом рабочей частоты. Таким образом, увеличение частоты приводит, с одной стороны, к уменьшению массы и габаритов, а с другой – к снижению одного из самых важных параметров силовой аппаратуры – КПД. Одним из возможных способов решения задачи снижения потерь на переключение является использование квазирезонансных инверторов с переключением транзисторов при нулевом напряжении. Практическая реализация этой идеи – это автономный инвертор с фазовой широтно-импульсной модуляцией, силовая часть которого представляет собой обычный мостовой инвертор. Для осуществления работы ФШИМ все четыре транзистора должны управляться раздельно. В данном способе управления также используются индуктивность рассеяния силового трансформатора и паразитные емкости сток–исток транзисторов инвертора, обратные диоды используются для ограничения нарастания напряжения.

Для реализации данного метода в зарядном устройстве был выбран микроконтроллер Unitrode Products UC3875, поскольку он осуществляет управление мощным мостовым каскадом с помощью сдвига по фазе момента переключения одной половины моста относительно другой. В нем используется ШИМ совместно с резонансными методами и переключением при нулевом напряжении для повышения эффективности преобразователя на высоких частотах. Обеспечивается программируемая временная задержка, чтобы вставить «запрещенное время» при включении каждого выходного каскада. Эта задержка обеспечивает время для работы в резонансном режиме и является независимо управляемой для каждой пары выходов.

На данный момент проведено подробное исследование существующих схемотехнических решений зарядных устройств. Разработана функциональная схема (рис. 2) предлагаемого зарядного устройства, удовлетворяющего заявленным выше требованиям. Ведется разработка принципиальных схем узлов данного устройства и моделирование их работы в среде OrCad.

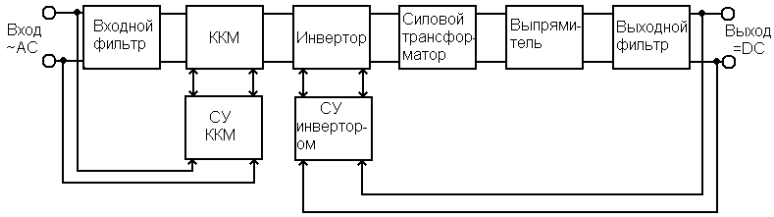


Рис. 1. Структурная схема зарядного устройства

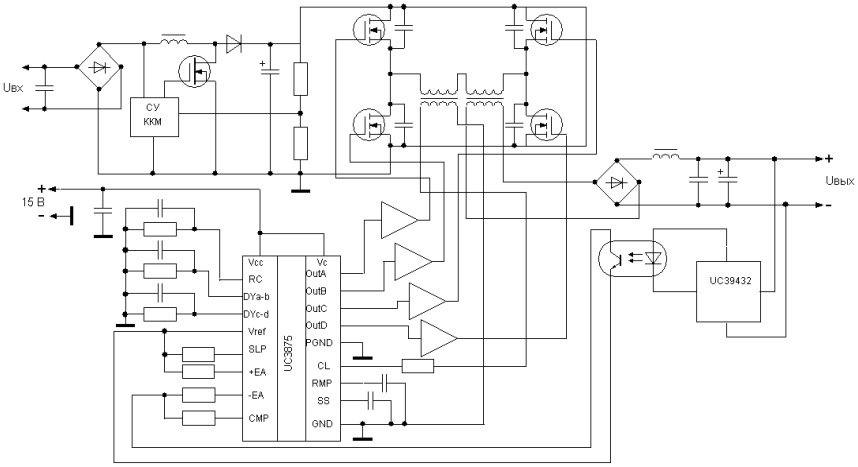


Рис. 2. Функциональная схема зарядного устройства

ЛИТЕРАТУРА

1. Кобзев А.В., Михальченко Г.Я., Музыченко Н.М. Модуляционные источники питания РЭА. Томск: Радио и связь, 1990. 336 с.

2. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005. 632 с.

3. Юдинцев А. Микросхема UC3875 в мостовом инверторе с фазовой широтно-импульсной модуляцией // Схемотехника. 2005. № 1(51).

4. Полищук А. Схемотехника современных мощных источников питания // Силовая электроника. 2005. № 2.

5. Микросхемы для импульсных источников питания и их применение. 2-е изд., испр. и доп. М.: Издательский дом «Додэка-XXI», 2001. 608 с.

СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ МИКРОКЛИМАТОМ В КОМПЛЕКСЕ ПОМЕЩЕНИЙ С ДИАГНОСТИКОЙ КАЧЕСТВА ТЕПЛОИЗОЛЯЦИИ ПОМЕЩЕНИЙ

Ю.А. Пономарев, студент 6-го курса, каф. ПрЭ,
г. Томск, ТУСУР, т. 8-903-914-47-39, yponomarev@mail.ru

Программа энергосбережения входит в перечень критических технологий Российской Федерации. Причиной является не только отсутствие эффективного регулирования в системах теплоснабжения помещений (офисы, предприятия, жилые помещения), но и низкое качество теплоизоляции наружных ограждающих конструкций в этих помещениях. Актуальным является решение следующих задач:

- снижение энергозатрат при управлении микроклиматом в помещениях;
- диагностика качества теплоизоляции помещений.

Решение первой задачи возможно путем использования систем, управляющих процессами поддержания приемлемых уровней характеристик искусственного микроклимата в комплексе помещений. Такие системы обеспечивают условия комфортности в случае присутствия людей в помещении, а при отсутствии их работают в режиме энергосбережения. В частности, автор принял участие в разработке системы управления микроклиматом в комплексе помещений [1]. Разработка успешно завершена, получен акт внедрения. Данная система (рис. 1) не только обеспечивает заданные условия комфортности (на уровне контроллера) в помещениях, но и не допускает пиковой мощности, потребляемой при одновременной работе оборудования управления микроклиматом (на уровне устройства координации).

Решение второй задачи возможно путем использования метода тепловизионного обследования [2]. Метод используется при составлении теплоэнергетического паспорта здания. Тепловизионное обследо-

вание наиболее распространено и эффективно. Тепловизионная съемка производится с наружной и внутренней стороны ограждающих конструкций. Анализ полученных термограмм позволяет определить качество теплоизоляции помещений, выявить наличие дефектов теплоизоляции. Недостатками данного метода являются необходимость применения дорогостоящего оборудования, привлечение стороннего специалиста и, как следствие, крайне высокая стоимость единичного обследования. Постоянная диагностика качества теплоизоляции помещений невозможна.

Автор предлагает комплексное решение поставленных задач. Доработка указанной выше системы управления микроклиматом в комплексе помещений состоит в выявлении наличия дефектов теплоизоляции ограждающих конструкций в помещениях при управлении микроклиматом в этих помещениях.

Для решения поставленной задачи автор предлагает ввести следующие функции системы: архивирование текущих параметров функционирования системы, мониторинг наличия дефектов теплоизоляции помещений.

Архивирование текущих параметров функционирования системы состоит в сохранении устройством координации следующих параметров:

- параметры микроклимата в помещениях;
- уровень потребляемой мощности;
- режимы работы оборудования управления микроклиматом.

Мониторинг наличия дефектов теплоизоляции помещений состоит в следующем:

1. Расчет термодинамических параметров помещений на основе текущих параметров функционирования системы. Расчет отклонения полученных значений от рассчитанных требуемых значений [3, 4].
2. Вывод сообщения о наличии дефектов теплоизоляции помещений, если значение отклонения превышает заданную допустимую величину.
3. Прогнозирование развития процессов разрушения теплоизоляции на основе данных, полученных при архивировании текущих параметров функционирования системы.
4. Вывод сообщения о возможности появления дефектов теплоизоляции помещений.

Получение своевременной информации о наличии дефектов теплоизоляции помещений позволит, устранив их, значительно снизить затраты энергии на обеспечение условий комфортности в этих помещениях.

В данный момент для подтверждения работоспособности системы ведется математическое моделирование ее работы на ЭВМ с использованием языка программирования C++.

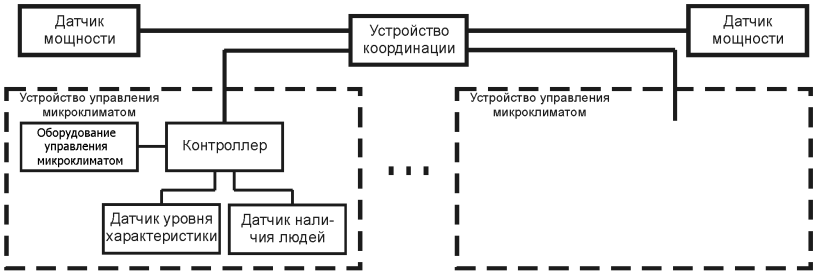


Рис. 1. Структурная схема системы управления микроклиматом в комплексе помещений

ЛИТЕРАТУРА

1. Патент RU № 56566, МПК 8 F24F5/00. Опубл. 10.09.06.
2. ГОСТ 26629–85. Метод тепловизионного контроля качества теплоизоляции ограждающих конструкций. М., 1985.
3. СНиП 23-02–2003. Тепловая защита зданий. М., 2003.
4. ГОСТ 26254–84. Методы определения сопротивления теплопередаче ограждающих конструкций. М., 1985.
5. Лазуренко Н.В., Кямяря А.Р. Контроль качества теплозащиты зданий с помощью контактного и бесконтактного методов исследования // Науч.-техн. вест. Санкт-Петерб. гос. ун-та информ. технологий, механики и оптики. СПб.: Изд-во СПбГУ ИТМО, 2007. № 44. С. 30–35.

РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ОТБОРА МАКСИМАЛЬНОЙ МОЩНОСТИ СОЛНЕЧНОЙ БАТАРЕИ

А.С. Романенко, студент 6-го курса, каф. ПрЭ,
В.Д. Семенов, доцент каф. ПрЭ
г. Томск, ТУСУР, alnast@t-sk.ru

Вольт-амперная характеристика солнечной батареи (СБ) имеет вид [1], представленный на рис. 1.

Заметим, что выделяемая мощность $P_{сб} = U_{сб} I_{сб}$ ограничена и имеет максимум при напряжении $U_{опт}$ и токе $I_{опт}$. Поэтому для эффективной работы автономных систем энергообеспечения (АСЭС) вводят в состав устройство, позволяющее потреблять энергию солнечной батареи в точке максимальной мощности, – экстремальный регулятор мощности (ЭРМ) [2]. Представляет интерес исследовать ЭРМ в целях дальнейшего проектирования АСЭС. Исследование удобно проводить, построив его математическую модель.

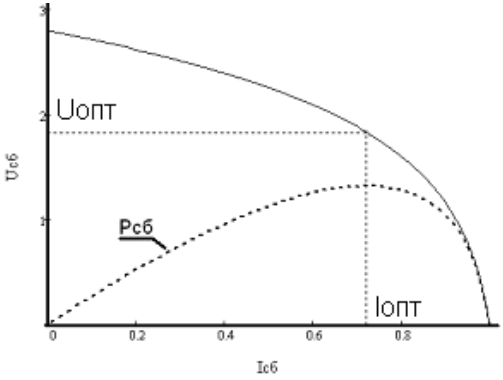


Рис. 1. ВАХ СБ и ее мощность

Аналитическая математическая модель СБ выражается формулой

$$I_n(U_n) = I_{kz}\left[1 - C1\left(e^{C2U_n^m} - 1\right)\right],$$

где $C1 = 0{,}01175$; $C2$ и m – коэффициенты, отражающие параметры реальной СБ [1].

Существуют различные варианты построения систем с ЭРМ [3]. Преобразователь энергии с максимальным отбором мощности включают в системе последовательно с СБ. Его можно выполнить по схеме повышающего преобразователя с системой управления, стабилизирующей максимальную мощность СБ [4]. Эта структура представлена на рис. 2 и состоит из ПЭ – повышающего ШИМ-преобразователя энергии СБ; СУ – системы управления, задающей ШИМ-сигнал и стабилизирующей мощность СБ; ДТ – датчика тока в цепи СБ и датчика напряжения СБ, выполненного на делителе $R1$ и $R2$ (рис. 2).

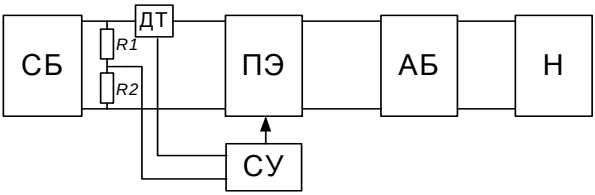


Рис. 2. Функциональная схема преобразователя

Для упрощения модели на первом этапе исследования можно заменить аккумуляторную батарею (АБ) конденсатором С, имеющим большую емкость. Для построения математической модели удобно

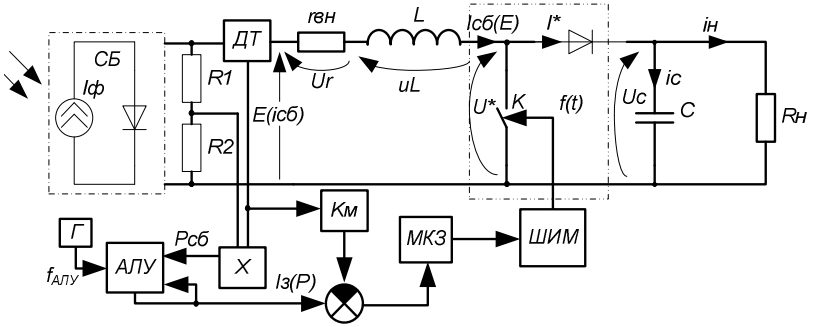


Рис. 3. Функциональная схема математической модели

применить метод коммутационных разрывных функций, объединенный с методом переменных состояний [5]. При этом ШИМ ПЭ представим разрывной функцией $f(t)$, принимающей значения 1 и 0 и отражающей ШИМ-сигнал, зависящий от тока СБ и сигнала задающего тока $I_З(P)$. Функциональная схема модели показана на рис. 3, где $i^* = i_{СБ}(E) \cdot f(t)$; $U^* = Uc \cdot f(t)$; Км – масштабирующий усилитель тока СБ; УКЗ – усилительно-корректирующее звено, определяющее точность регулирования. Арифметико-логическое устройство (АЛУ) формирует пробный задающий ток $I_З(P)$, стремящийся к $I_{опт}$. Генератор Г тактирует АЛУ с частотой $f_{АЛУ} = f_{kvШИМ}/n$, где n – это количество периодов функции ШИМ, достаточное для установления переходного процесса ПЭ.

Представив блоками преобразующие функции $f(t)$ и $I_З(P)$ и заменив L и C интеграторами, построим структурную схему модели, отображенную на рис. 4.

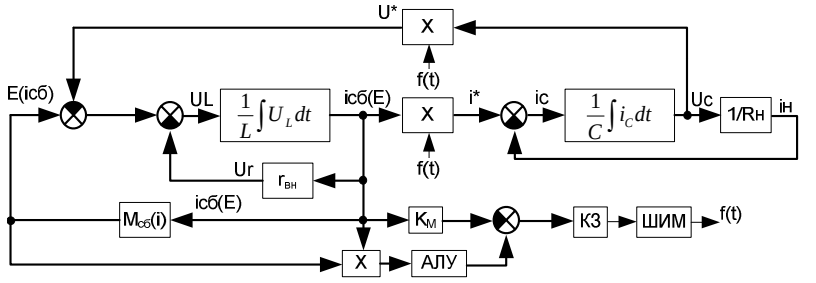


Рис. 4. Структурная схема математической модели

Из полученной модели далее необходимо составить систему интегральных уравнений, выражая переменные состояния $i_{СБ}(E)$ и $U_С$:

$$i_{\text{СБ}} = \frac{1}{L}\int U_L dt = \frac{1}{L}\int (E(\text{i}_{\text{СБ}}) - U_C \cdot f(t) - i_{\text{СБ}} \cdot r_{\text{вн}})dt;$$

$$U_{\text{C}} = \frac{1}{C}\int i_{\text{C}} dt = \frac{1}{C}\int (i_{\text{СБ}} \cdot f(t) - \frac{U_{\text{C}}}{R_{\text{Н}}})dt;$$

$$f(t) = F(i_{\text{СБ}}, U_{\text{C}}, I_{\text{опт}}, t).$$

ЛИТЕРАТУРА

1. Раушенбах Г. Справочник по проектированию солнечных батарей: Пер. с англ. М.: Энергоатомиздат, 1983. 360 с.

2. Соустин Б.П., Иванчура В.И., Чернышев А.И., Исляев Ш.Н. Системы электропитания космических аппаратов. Новосибирск: ВО «Наука». Сибирская изд. фирма, 1994. 318 с.

3. Шиняков Ю.А, Гордеев К.Г., Черданцев С.П., Обрусник П.В. Варианты построения экстремальных шаговых регуляторов мощности солнечных батарей // Труды ВНИИЭМ. Электромеханические устройства космических аппаратов. М., 1997. Т. 97. С. 83–92.

4. Чернышев А.И., Казанцев Ю.М., Лекарев А.Ф., Поляков С.А. Патент РФ № 2309519. Импульсный преобразователь энергии солнечной батареи / ОАО «НПЦ «Полюс». Томск, 2005.11.21.

5. Смирнов Е.В., Семенов В.Д. Моделирование выпрямителя с емкостным фильтром методом коммутационных разрывных функций (КРФ) // Матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 5–8 мая 2008 г.: В пяти частях. Ч. 2. Томск: В-Спектр, 2008. С. 314–316.

ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОГО АППАРАТА ДЛЯ НАНЕСЕНИЯ ПЛАТИНОВОГО ПОКРЫТИЯ НА МЕТАЛЛИЧЕСКИЕ ПОВЕРХНОСТИ

А.В. Скляров, студент, А.В. Храмцов, аспирант каф. ПрЭ,
В.Д. Семенов, науч. рук.
г. Томск, ТУСУР

Актуальность задачи. Гальванические покрытия используются для защиты металлических деталей от коррозии и придают им привлекательный внешний вид.

Существуют технологии нанесения покрытий при использовании постоянного [1–3], переменных и импульсных [4] токов. Известно [4], что использование в процессе электрохимического покрытия тока синусоидальной формы позволяет получать покрытия, качественные показатели которых выше чем у покрытий, нанесенных в полях постоянного тока и тока других форм, причем подбором частоты синусоидального напряжения можно менять механические и другие свойства

покрытий. Поэтому разработка источника переменного асимметричного тока является актуальной.

Разработка функциональной схемы. Существующие типы источников питания в общем случае можно разделить на трансформаторные и бестрансформаторные.

Бестрансформаторные решения выгоднее использовать, когда требуется регулировать выходную частоту в широких пределах, но их преимущества теряются на частотах свыше 400 Гц, потому что габариты моточных изделий (трансформаторы, дроссели) уменьшаются, а их применение позволяет согласовать величины напряжений сети и нагрузки и сократить потери в ключевых элементах [5].

Источник питания должен позволять регулировать среднее значение выходного тока и его частоты в пределах, оговоренных техническим заданием. Диапазон частот, используемый в электрохимических системах, лежит в пределах от единиц герц до единиц килогерц [4]. Принимая во внимание, что диапазон рабочей частоты рассматриваемого источника задан в пределах 1–2 кГц, была выбрана трансформаторная схема, представленная на рис. 1.

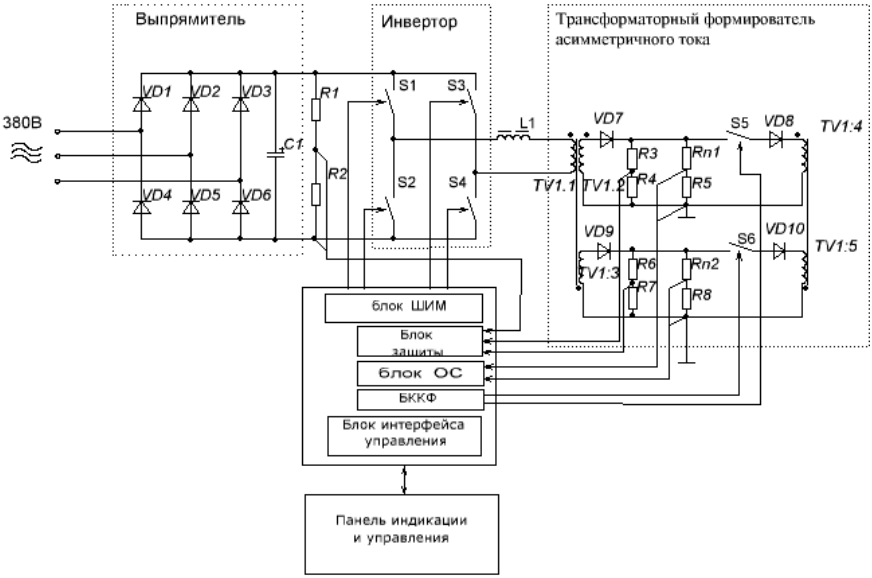


Рис. 1. Функциональная схема: блок ШИМ – блок широтно-импульсной модуляции; БКФФ – блок коммутации ключей формирователя; блок ОС– блок обратной связи по току

Схема состоит из выпрямителя, инвертора, трансформаторного формирователя асимметричного выходного тока на ключах S5, S6, диодах VD7-VD10, эквивалентных сопротивлений нагрузки Rn1, Rn2, и блока управления. В нагрузке учитывается только ее активная составляющая.

Чтобы полнее использовать габаритную мощность трансформатора, источник сделан с двумя каналами, работающими в противофазном включении на два идентичных электрохимических аппарата. В результате достигается симметрия потребляемого тока, а следовательно, исключается постоянное подмагничивание сердечника трансформатора.

Выбор концепции элементов управляющей части. Дискретные системы управления на основе цифровых устройств позволяют легко подстраивать свои параметры под изменяемые параметры объекта управления. Часто в основе современных систем управления применяются микроконтроллеры, на основе которых можно реализовать более гибкую систему управления [6–7].

Согласно последним тенденциям рынка процессорных устройств компании-производители предлагают в качестве устройств управления силовой электроники не простые контроллеры, а контроллеры с интегрированными функциями DSP [6–7]. Такие контроллеры обычно имеют развитую периферию, такую как аппаратные ШИМ-генераторы, АЦП, набор аппаратно-реализованных интерфейсов, а также расширенные вычислительные возможности.

Ввиду заметных преимуществ DSP-контроллеров, а также ориентированности многих из них на решения задач силовой электроники было принято решение выполнить управляющую часть источника питания на DSP-контроллере MC56F8013VFAE производства компании Freescale Semiconductor.

Этот DSP-контроллер позволяет выполнять вычислительные операции с фиксированной точкой и включает в себя основные функциональные блоки, которые используются в разрабатываемом устройстве:

1) два 12-разрядных АЦП, способных с использованием встроенных коммутаторов, расширяться до 8-входовых элементов (время преобразования 1,125 мкс);

2) шесть выходов портов общего назначения, с возможностью конфигурирования их как выходов ШИМ-генератора с предельной частотой 96 кГц;

3) SPI-порт;

4) процессорное ядро с производительностью около 32 MIPS.

Вычислительных возможностей используемого DSP-контроллера достаточно для реализации следующих функций:

1) реализация требуемого алгоритма управления инвертором;

2) реализация алгоритма управления ключами формирователя асимметричного выходного тока;

3) реализация цифровой обработкой аналогового сигнала в реальном времени в блоке ОС;

4) реализации защит от коротких замыканий и перенапряжений;

5) реализации модуля интерфейсного взаимодействия с внешним блоком управления и индикации.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ямпольский А.М. Электролитическое осаждение благородных и редких металлов. 4-е изд., перераб. и доп. Л.: Машиностроение (Ленингр. отд.), 1977. 96 с.

2. Гальванические покрытия в машиностроении: Справочник: в 2 т.; под ред. М.А. Шлугера, Л.Д. Тока. М.: Машиностроение, 1985. 248 с.

3. Ямпольский А.М., Ильин В.А. Краткий справочник гальванотехника. 3-е изд., перераб. и доп. Л.: Машиностроение (Ленингр. отд.), 1981. 269 с.

4. Шульгин Л.П. Электрохимические процессы на переменном токе / АН СССР, Ин-т химии и технологии редких элементов и минерального сырья. Л.: Наука, 1974.

5. Маканков К.В., Навокшенов Ю.С., Семенов В.Д. Обзор трансформаторных формирователей асимметричного синусоидального напряжения // Научная сессия ТУСУР-2007: Матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых: В 5 ч. Ч. 4. С. 66–69.

6. Гладштейн М. // Электронные компоненты. 2008. № 7.

7. Мелешин В., Овчинников Д. Применение микропроцессоров в системах управления транзисторных выпрямителей // Силовая электроника. 2005. № 4.

ЗАЩИТА ОТ ИМПУЛЬСНЫХ КОММУТАЦИОННЫХ ПОМЕХ В НИЗКОВОЛЬТНЫХ СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ

Д.В. Старов, магистрант, каф. ПрЭ

г. Томск, ТУСУР

Повышенное внимание к импульсным коммутационным помехам (ИКП) обусловлено тем, что на их долю приходится до 90% сбоев в работе систем электроснабжения. Причина возникновения ИКП – переходные процессы при нормальных и аварийных коммутациях потребителей электроэнергии. В системе электроснабжения самолетов постоянного напряжения с номинальным значением 27 В импульсы напряжения, возникающие во время нормальных и аварийных коммутаций электроприемников, достигают амплитуды ±600 В при длительности до 10 мкс [1]. Через подключенные линии электропитания, ли-

нии передачи данных они создают радиочастотные помехи широкого спектра.

Для защиты источников электропитания, работающих в низковольтных системах, наиболее эффективнее использовать двухзвенный LC-фильтр. Первое звено фильтра должно ослаблять амплитуду импульсных помех микросекундной длительности, второе звено, с синфазным дросселем, должно обеспечивать требуемую степень фильтрации радиопомех. Экспериментально установлено, что при мощности источников электропитания, составляющей 50…60 Вт, индуктивность дросселя входного Г-образного LC-фильтра должна быть в пределах 4…10 мкГн, а емкость конденсатора фильтра – не менее 0,22 мкФ. Излишняя индуктивность дросселя приводит к появлению колебательных процессов при импульсном воздействии [2].

Для экспериментальной проверки работы двухзвенного LC-фильтра смоделирована схема испытаний (рис. 1) с учтенными паразитными параметрами элементов.

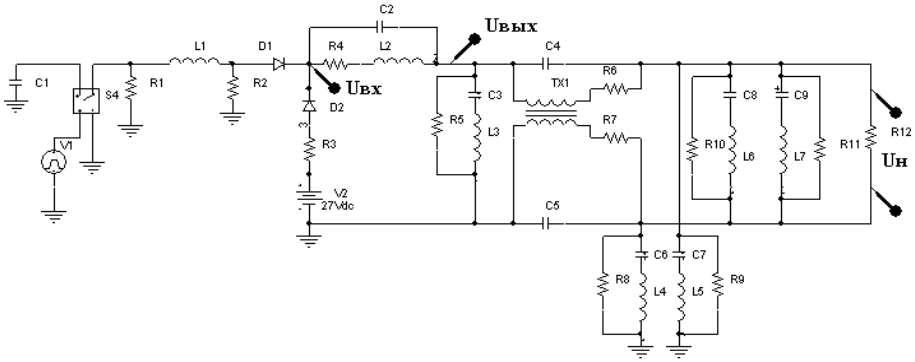


Рис. 1. Модель двухзвенного фильтра с имитатором ИКП

На вход фильтра поступает постоянное напряжение питания 27 В, подается помеха амплитудой 600 В длительностью 10 мкс. Напряжение на выходе первого звена фильтра не превышает 40 В (рис. 2).

Результатом проведенного частотного анализа фильтра, в полосе частот 10 кГц – 100 МГц, стал коэффициент ослабления напряжения радиопомех, показанный на рис. 3.

Полученный результат соответствует характеристикам однозвенных фильтров с синфазным дросселем по степени подавления помех 30–80 дБ в частотном диапазоне 0,15–30 МГц [3].

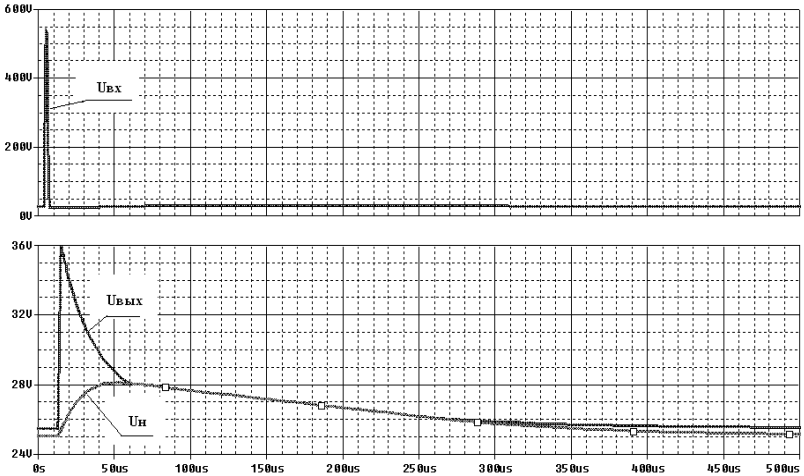


Рис. 2. Результаты моделирования: $U_{вх}$ – напряжение на входе фильтра; $U_{вых}$ – на выходе первого звена фильтра; $U_{н}$ – напряжение нагрузки

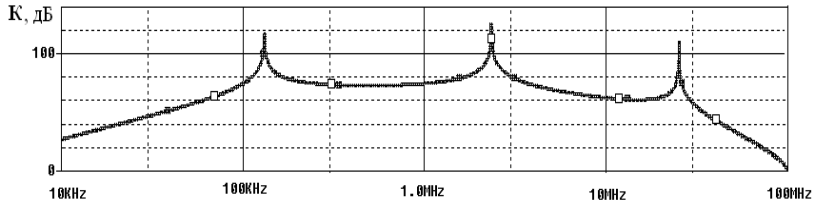


Рис. 3. Коэффициент ослабления напряжения радиопомех

Таким образом, в низковольтных системах электроснабжения воздействие ИКП микросекундной длительности возможно снижать двухзвенным LC-фильтром, что также позволяет отказаться от установки на входе источника электроснабжения высоковольтных конденсаторов большой емкости.

ЛИТЕРАТУРА

1. ГОСТ 19705–89 (СТ СЭВ 4333–84). Системы электроснабжения самолетов и вертолетов. Общие требования и нормы качества электроэнергии. М.: Изд-во стандартов, 1989.

2. Вилесов Д.В., Воршевский А.А., Гальперин В.Е., Сухоруков С.А. Возникновение и распространение импульсных помех в судовых электроэнергетических системах: Учеб. пособие. Л.: Изд-во ЛКИ, 1987.

3. Уильямс Т. ЭМС для разработчиков продукции: Пер. с англ. В.С. Кармашев, Л.Н. Кечиев. М.: Изд. дом «Технологии», 2003. 540 с.

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ДИАЛИЗАТОРА

А.С. Урюпов, студент 5-го курса, каф. ПрЭ,
В.А. Федотов, науч. рук., зав. лаб. ГПО каф. ПрЭ
г. Томск, ТУСУР, Alex_rdcity@mail.ru

Простейшая эквивалентная схема электродиализатора представляет собой нелинейное активное сопротивление с емкостью, включенной параллельно. Величина этого сопротивления зависит от температуры, концентрации примесей в исходной воде, производительности и режима работы и изменяется в широких пределах. Скорость электрохимических процессов в диализаторе прямо пропорциональна величине среднего значения тока, поэтому электродиализатор целесообразно питать от источника тока [1].

Простейшая система питания электродиализатора представляет собой однофазный управляемый выпрямитель со средней точкой вторичной обмотки трансформатора, подключенный к его электродам.

Среднее значение тока на нагрузке стабилизируется временем открытого состояния тиристоров. При уменьшении эквивалентного сопротивления нагрузки, для поддержания среднего тока на заданном уровне, угол проводимости тиристоров уменьшается, что приводит к увеличению действующего значения тока, а значит, и к увеличению нагрева как самого электролита, так и силовых элементов регулятора. Ставится задача стабилизации среднего значения тока без изменения его формы. В качестве регулятора для такого стабилизатора может выступать непосредственный преобразователь напряжения понижающего типа, работающий на повышенной частоте, много большей частоты сети. Структурная схема предлагаемого стабилизатора тока представлена на рис. 1.

Обоснование этому служат расчетные формулы [2]:

$$I_{\text{ср}} = \frac{2}{T} \cdot \int_{\gamma \cdot \frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} I_{\max} \cdot \sin \cdot \omega \cdot t \cdot dt; \quad I_{\text{д}} = \sqrt{\frac{2}{T} \cdot \int_{\gamma \cdot \frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} I_{\max} \cdot \sin \cdot \omega \cdot t \cdot dt} \ ,$$

$k_{\text{ф}} = \dfrac{I_{\text{д}}}{I_{\text{ср}}} = f(\gamma)$, где T – период синусоиды; γ – относительная длительность паузы на полупериоде напряжения сети; $I_{\max}$ – амплитуда тока; $I_{\text{ср}}$ – среднее значение за полпериода; $I_{\text{д}}$ – действующее значение; $k_{\text{ф}}$ – коэффициент формы.

Для коэффициента $k_{\text{ф}}$ формы можно построить наглядный график, приведенный на рис. 2.

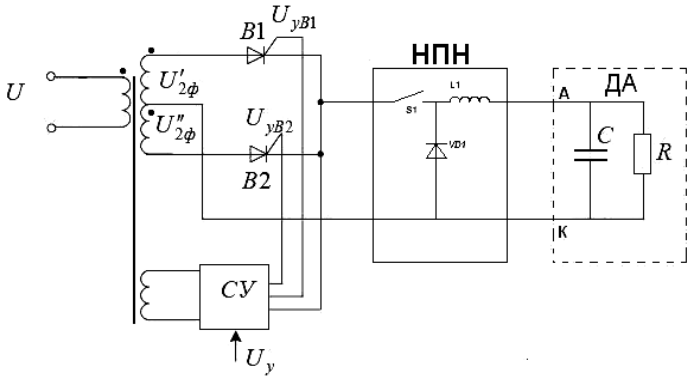


Рис. 1. Структурная схема стабилизатора тока

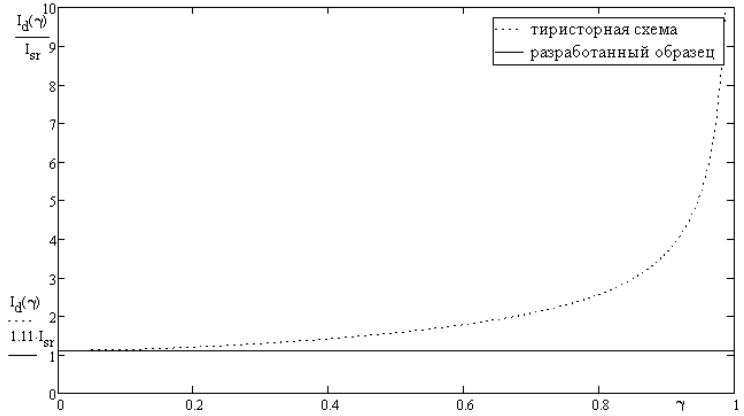


Рис. 2. График действующего значения тока при разных углах регулирования

На рис. 2 показано, что у тиристорной схемы управления при увеличении относительной длительности γ-паузы действующее значение тока возрастает, а у предложенной схемы оно остается неизменным.

Практическая схема регулятора выполнена на двухфазном (двухканальном) непосредственном преобразователе понижающего типа [3]. При этом дроссели рассчитаны на меньшие в два раза токи и выполнены на стандартных сердечниках. При работе силовых элементов схемы на частоте 40 кГц выходная частота пульсаций удвоена за счет сдвига фаз между работой силового ключа. Описание работы преобразователя приведены в [4].

Математическая модель построена в среде моделирования OrCAD для получения нагрузочных характеристик, приведенных на рис. 3.

В эксперименте была промоделирована силовая часть преобразователя с введенной обратной связью. Для выделения среднего значения тока в обратную связь было введено корректирующее звено с большой инерционностью.

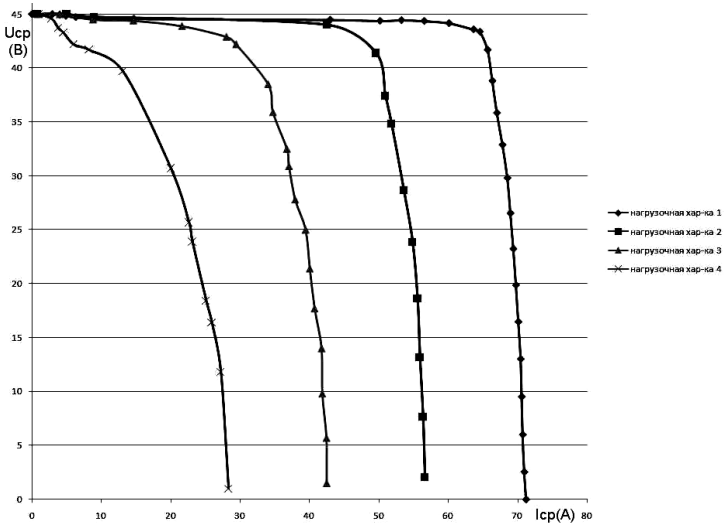


Рис. 3. Нагрузочные характеристики

По диаграммам, приведенным на рис. 3, видно, что преобразователь является источником тока в диапазоне изменения выходного напряжения от 0 до 40 В. Диаграммы соответствуют среднему значению выходного тока. Таким образом, можно сделать вывод, что разрабатываемый преобразователь является стабилизатором среднего значения тока и удовлетворяет поставленной задаче.

ЛИТЕРАТУРА

1. Храмцов А.В., Семенов В.Д., Образцов С.В. Особенности электрохимического аппарата с ионообменными мембранами как нагрузки источника электропитания // Научная сессия ТУСУР-2008: Матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых, Томск, 5–8 мая 2008 г.: В пяти частях. Ч. 2. Томск: В-Спектр, 2008. С. 306.

2. Мелешин В.И. Транзисторная преобразовательная техника. М.: Техносфера, 2005. 632 с.

3. Семенов Б.Ю. Силовая электроника для любителей и профессионалов. М.: Солон-Р, 2001. 327 с.

4. Урюпов А.С. Источник тока установки получения дистиллированной воды // Итоги научно-исследовательских работ и курсового проектирования студентов 1–4-го курсов кафедры промышленная электроника. Вып. 3. (в печати).

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ИНДУКТОРНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ В СРЕДЕ MATLAB – SIMULINK

С.А. Бронов, д.т.н., проф., рук. НУЛ САПР СФУ,
В.Д. Семенов, к.т.н., доцент, зам. зав. каф. ПрЭ по НР ТУСУР,
В.П. Усов, аспирант каф. ПрЭ
г. Томск, ТУСУР, Dr.fox_SL@mail.ru

Индукторный двигатель двойного питания (ИДДП) является наиболее общим типом двигателей с электромагнитной редукцией. Статор ИДДП аналогичен статору обычных машин переменного тока с открытыми пазами [1–3]. На нем размещены первая и вторая многофазные (обычно – трехфазные) обмотки. Ротор, не содержащий обмоток, имеет геометрию с равномерно распределенными по окружности зубцами. Электромагнитная связь между обмотками по основной пространственной гармонике отсутствует, так как числа пар полюсов первой и второй обмоток различаются в четное число раз. Поэтому взаимодействие между статорными обмотками осуществляется только за счет модуляции магнитной проводимости воздушного зазора зубцами статора и ротора, т.е. благодаря специально создаваемым зубцовым гармоникам поля.

В качестве обобщенной конструкции, к которой можно свести все типы индукторных двигателей, в [1, 4, 5] предложен идеализированный ИДДП с интерференционной зубцовой зоной, двумя многофазными обмотками на статоре и ненасыщенной магнитной системой. Дальнейшие исследования многих авторов [1, 3–6] показали справедливость такого подхода.

Традиционное моделирование электроприводов переменного тока обычно основано на математическом представлении динамических процессов для электромагнитных переменных во вращающейся системе координат. Такое рассмотрение основано, в первую очередь, на предположении электрической симметрии двигателя, что не всегда соответствует реальной ситуации. Поэтому в данной работе за основу взято рассмотрение динамических процессов в естественной системе координат.

Система дифференциальных уравнений, описывающая электродинамические процессы в ИДДП, в матричной форме, следует [1]:

$$\frac{d\bar{\psi}}{dt} = -R \cdot \bar{i} + \bar{U}, \qquad (1)$$

где $\frac{d\bar{\psi}}{dt} = \left(\frac{d\psi_A}{dt} \quad \frac{d\psi_B}{dt} \quad \frac{d\psi_C}{dt} \quad \frac{d\psi_a}{dt} \quad \frac{d\psi_b}{dt} \quad \frac{d\psi_c}{dt} \right)$ – вектор производных потокосцеплений по времени; R – диагональная матрица ак-

тивных сопротивлений обмоток машины; $\bar{i}=(i_A \;\; i_B \;\; i_C \;\; i_a \;\; i_b \;\; i_c)$ – вектор токов; $\bar{U}=(U_A \;\; U_B \;\; U_C \;\; U_a \;\; U_b \;\; U_c)$ – вектор напряжений.

При ненасыщенном состоянии магнитной цепи машины потокосцепления определяются через токи и индуктивности обмоток согласно следующему выражению:

$$\bar{\psi} = A_L \cdot \bar{i}, \qquad (2)$$

где $\bar{\psi}=(\psi_A \;\; \psi_B \;\; \psi_C \;\; \psi_a \;\; \psi_b \;\; \psi_c)$ – вектор потокосцеплений обмоток; матрица A_L собственных и взаимных индуктивностей обмоток:

$$A_L = \begin{pmatrix} L_{AA} & L_{AB} & L_{AC} & L_{Aa} & L_{Ab} & L_{Ac} \\ L_{BA} & L_{BB} & L_{BC} & L_{Ba} & L_{Bb} & L_{Bc} \\ L_{CA} & L_{CB} & L_{CC} & L_{Ca} & L_{Cb} & L_{Cc} \\ L_{aA} & L_{aB} & L_{aC} & L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{bA} & L_{bB} & L_{bC} & L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{cA} & L_{cB} & L_{cC} & L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{pmatrix}.$$

При определении выражений для элементов этой матрицы считаем, что имеют место следующие допущения:

- косинусоидальная аппроксимация индуктивностей;
- геометрическая симметрия обмоток.

В этом случае матрица A_L примет следующий вид:

$$A_L = \frac{2}{3} \cdot L_m \cdot \begin{pmatrix} L_{ss} & L_{sr} \\ L_{sr}^{\;T} & L_{rr} \end{pmatrix},$$

где введены следующие обозначения:

$$L_{ss} = \begin{pmatrix} L_s & -0,5 & -0,5 \\ -0,5 & L_s & -0,5 \\ -0,5 & -0,5 & L_s \end{pmatrix}, \quad L_{rr} = \begin{pmatrix} L_r & -0,5 & -0,5 \\ -0,5 & L_r & -0,5 \\ -0,5 & -0,5 & L_r \end{pmatrix},$$

$$L_{sr} = \begin{pmatrix} \cos\left(K_{\text{ред}} \cdot \theta_r\right) & \cos\left(K_{\text{ред}} \cdot \theta_r + 2 \cdot \pi/3\right) & \cos\left(K_{\text{ред}} \cdot \theta_r + 4 \cdot \pi/3\right) \\ \cos\left(K_{\text{ред}} \cdot \theta_r + 4 \cdot \pi/3\right) & \cos\left(K_{\text{ред}} \cdot \theta_r\right) & \cos\left(K_{\text{ред}} \cdot \theta_r + 2 \cdot \pi/3\right) \\ \cos\left(K_{\text{ред}} \cdot \theta_r + 2 \cdot \pi/3\right) & \cos\left(K_{\text{ред}} \cdot \theta_r + 4 \cdot \pi/3\right) & \cos\left(K_{\text{ред}} \cdot \theta_r\right) \end{pmatrix}.$$

Здесь L_s, L_r, L_m – собственные индуктивности первой и второй обмоток и взаимная индуктивность соответственно; $K_{\text{ред}}$ – коэффициент редукции (для ИДДП – число зубцов ротора); θ_r – угол поворота ротора.

Из (2) вектор тока равен:

$$\bar{i} = A_L^{-1} \cdot \bar{\psi}. \qquad (2.1)$$

Электромагнитный момент:

$$M = \frac{K_{\text{ред}}}{\sqrt{3}} \cdot (i_a \cdot (\psi_b - \psi_c) + i_b \cdot (\psi_c - \psi_a) + i_c \cdot (\psi_a - \psi_b)). \qquad (3)$$

Уравнение механической части системы:

$$J \cdot \frac{d\omega_r}{dt} = M - M_{vt}, \qquad (4)$$

где $J(\text{кг}\times\text{м}^2)$ – момент инерции на валу машины; $\omega_r(\text{с}^{-1})$ – угловая скорость вала машины; M_{vt} – момент вязкого трения.

$M_{vt} = K_{vt} \cdot \omega_r$, где K_{vt} – коэффициент вязкого трения.

По уравнениям (1)–(4) создана компьютерная модель в среде Matlab – Simulink, блок-схема которой представлена на рис. 1.

На модели исследовалась ситуация, происходящая в рассматриваемой системе электропривода при скачкообразном изменении величины $\Delta = f_1 - f_2$ из режима $\Delta = 0$. Результаты компьютерных исследований представлены на рис. 2 и 3, при Δ = 40 Гц.

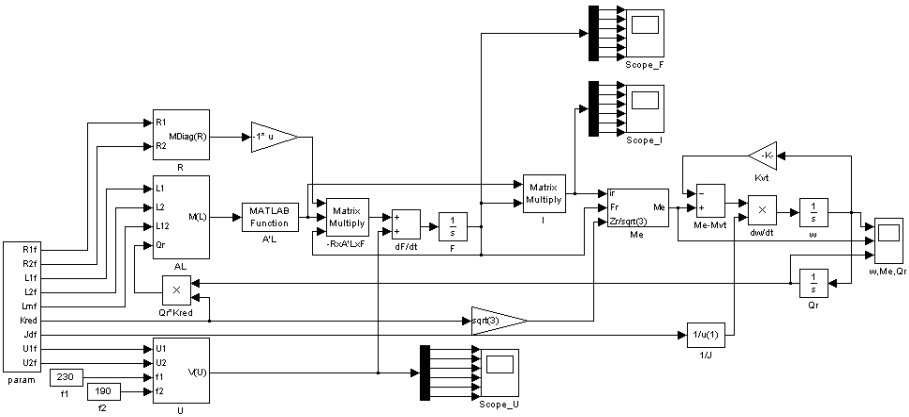


Рис. 1. Блок-схема модели ИДДП

При моделировании использовался опытный экземпляр ИДДП со следующими параметрами: число зубцов ротора $Z_r = 42$; номинальная частота питания $f = 230$ Гц; действующее значение напряжения 1-й обмотки $U_1 = 24$ В; действующее значение напряжения 2-й обмотки $U_2 = 24$ В; активное сопротивление 1-й обмотки $R_1 = 0{,}165$ Ом; активное сопротивление 2-й обмотки $R_2 = 0{,}111$ Ом; индуктивность 1-й обмотки $L_1 = 0{,}00165$ Гн; индуктивность 2-й обмотки $L_2 = 0{,}00162$ Гн;

взаимная индуктивность обмоток $L_m = 0{,}00045$ Гн; момент инерции ротора $J = 0{,}002$ кг·м^2; коэффициент вязкого трения $K_{vt} = 0{,}12$.

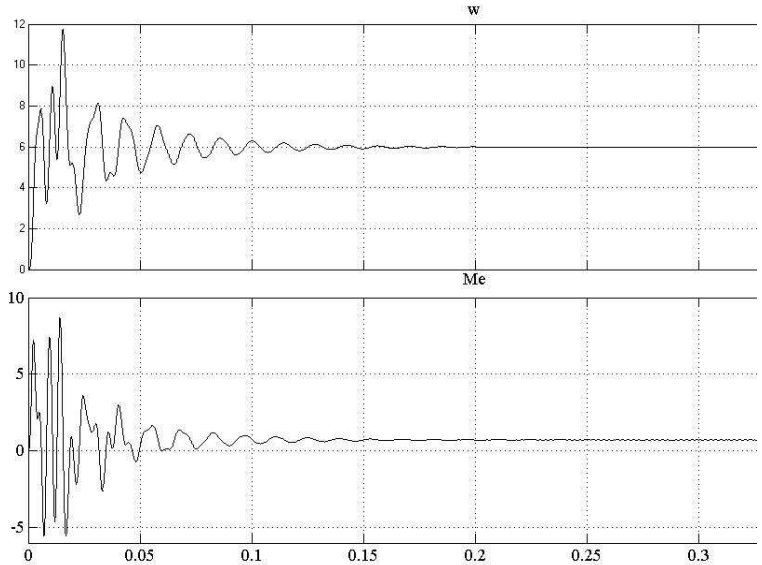


Рис. 2. Графики скорости и момента электропривода при нулевых начальных условиях $f_{10} = f_{20} = 0$ Гц

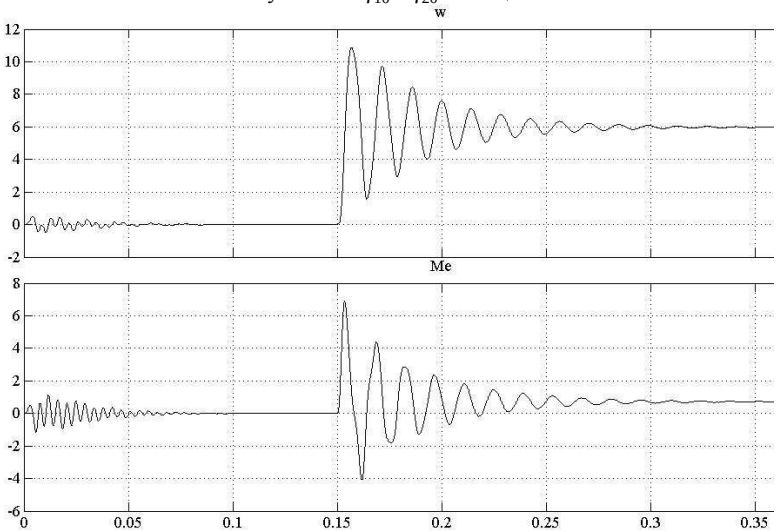


Рис. 3. Графики скорости и момента электропривода при не нулевых начальных условиях $f_{10} = f_{20} = 230$ Гц

Использование пакета Matlab – Simulink при моделировании электромеханических систем позволяет автоматизировать процесс проектирования ППЭП с ИДДП, обеспечивает наглядное представление полученных теоретических результатов и преемственность в теоретических исследованиях.

В результате проведенной работы была получена компьютерная модель индукторного двигателя двойного питания в трехфазной системе координат, которая более детально позволяет проводить исследования переходных процессов в ИДДП.

ЛИТЕРАТУРА

1. Бронов С.А. Прецизионные позиционные электроприводы с двигателями двойного питания: дис. … д-ра физ.-мат. наук. Красноярск, 1999.

2. Апсит В.В. Исторический обзор развития бесконтактных синхронных машин // Бесконтактные электрические машины. Вып. 9. Рига: Зинатне, 1970. С. 5–64.

3. Касик П.Ю. Тихоходные безредукторные микроэлектродвигатели. Л.: Энергия (Ленингр. отд.), 1974. 136 с.

4. Касик П.Ю. Индукторные двигатели двойного питания // Бесконтактные электрические машины. Вып. 10. Рига: Зинатне, 1971. С. 227–246.

5. Иванова Г.В., Савилов О.Н. Уравнения редукторных двигателей двойного питания // Вопросы теории и расчета электрических машин: Сб. науч. тр. Новосибирск: НЭТИ, 1970.

6. Касик П.Ю. Уравнения для исследования режимов работы тихоходных безредукторных двигателей // Электродвигатели малой мощности: Сб. статей. Л.: Наука, 1971. С. 203–217.

СИСТЕМА АВТОМАТИЗАЦИИ ЭЛЕВАТОРА

Т.Ю. Вилисова, студентка

г. Томск, ТУСУР, т. 8-923-409-74-00, Lyna-Lyna@mail.ru

Элеватор – это полностью механизированное зернохранилище, предназначенное для хранения зерна и выполнения с ним необходимых операций. Современный элеватор обеспечивает выполнение всех операций с максимальной эффективностью и надежным обеспечением сохранности зерна.

Назначение системы в комплексе применяемого на данный момент технологического оборудования – снизить потери продукта при транспортировке и хранении зерна, повысить точность контроля технологических показателей зернохранения (температура, влажность), минимизировать влияние человеческого фактора, что позволит повысить качество работы всего элеватора.

Эффективность работы элеватора может быть существенно повышена путем применения современных технологий автоматизации на базе компьютеров и промышленных контроллеров. Автоматизированная система управления (АСУ) позволяет:

− уменьшить количество ошибок персонала;

− автоматически выполнять последовательность включений/выключений оборудования для приемки, очистки, перевалки и отгрузки зерна;

− сигнализировать об аварийных и предаварийных ситуациях;

− хранить в памяти протоколы действий операторов;

− наблюдать все процессы в виде мнемосхем на мониторах нескольких компьютеров, объединенных в локальную сеть;

− система позволяет контролировать правильность распределения зерна по силосам в соответствии с его сортом.

Структура автоматизированной системы элеватора. На верхнем уровне иерархии находятся один или несколько офисных компьютеров, расположенных в разных помещениях (зданиях) и объединенных в сеть Ethernet. Пульт управления оператора и пульты других пользователей позволяют полностью контролировать и управлять всеми процессами в режиме автоматической работы, при необходимости вносить корректировки или управлять этими процессами в ручном режиме, а также формировать отчеты по прохождению расходных материалов. Формирование отчетов ведется по формам, утвержденным заказчиком.

Средний уровень – промышленный контроллер Деконт 182. Связь между пультом управления и контроллерами, а также между контроллерами и модулями осуществляется с использованием интерфейса RS-485, стандартного OPC-сервер и средств программирования на SCADA-системе Trace Mode 6.0, совместимой со стандартом OPC (рис. 1).

Нижний уровень – система непосредственного сбора и обработки данных с датчиков и вывод сигналов на исполнительные механизмы. Модули сбора и обработки информации выбираются стандартными из комплекта промышленного контроллера Деконт в соответствии с количеством обрабатываемых сигналов.

Также элементами сбора данных нижнего уровня будут являться разрабатываемые контроллеры силосов, представляющие собой микроконтроллерный блок сбора информации о температурном режиме зерна в силосе и управления его задвижками. Контроллер силосов планируется создать с возможностью принимать и передавать данные и команды управления по протоколу modbus на базе интерфейса RS485.

Конструктивно АСУ выполнена в виде распределенной модульной системы. Пульты управления устанавливаются в комнатах операторов, там же размещаются шкафы управления, в которых размещаются контроллеры, блоки питания и электрические автоматы.

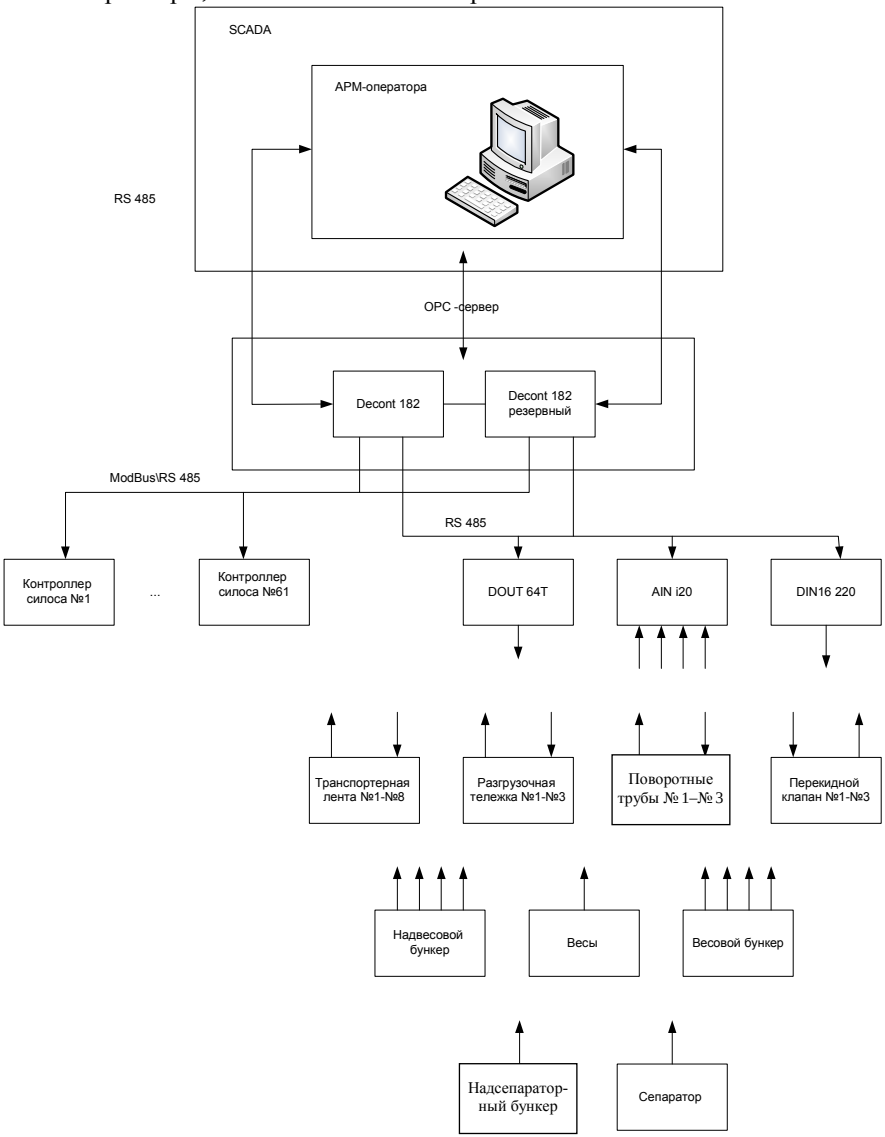


Рис. 1. Структурная схема элеватора

Надежность. Важным фактором надежности системы является наличие системы диагностики, которая позволяет в режиме реального времени отслеживать аварийное состояние заслонок, падение и повышение температуры, контролирует связь с модулями ввода/вывода. Не менее важным фактором надежности системы является ее гарантированное сервисное обслуживание в течение всего периода работы. Наряду с обеспечением высоких показателей надежности при проектировании АСУ большое внимание уделено стоимостным показателям. Оптимальное сочетание в АСУ аппаратно-программных средств отечественных производителей позволяет сделать стоимость изготовления и стоимость эксплуатации ниже, чем стоимость известных зарубежных аналогов.

В результате работы над данной темой была начата разработка автоматизированной системы управления элеватором. Разработана структурная схема управления элеватором, функциональная схема элеватора и конфигурация контроллера. Кроме того, автоматизированная система управления элеватором частично реализована в виртуальном виде на базе комплекса «Деконт» и требует доработки.

АППАРАТНАЯ ЧАСТЬ УПРАВЛЯЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ИМИТАТОРА ТРЕХФАЗНОЙ СЕТИ

А.А. Загваздин, студент ФЭТ, Н.С. Легостаев, к.т.н., доцент, К.В. Четвергов, ст. преподаватель

г. Томск, ТУСУР, т. 414-654, lns@ie.tusur.ru

Для обеспечения контрольно-измерительных испытаний электронного оборудования с помощью имитатора трехфазной сети переменного тока [1] требуются управляющие ШИМ-сигналы, которые обеспечивают параметры качества электрической энергии (ЭЭ), нормированные межгосударственными и международными стандартами [2]. Для реализации можно использовать распределенные системы управления (РСУ) и централизованную систему управления (ЦСУ). Каждое из технических решений имеет свои достоинства и недостатки (таблица).

Основным достоинством централизованной системы управления является гибкость алгоритма управления при изменении структуры распределенных функциональных узлов, чего нет в РСУ.

Структурная схема ЦСУ представлена на рис. 1 и содержит:

I. *Вычислительный модуль* (ВМ) – реализованный на одноплатном компьютере (ОПК) и заключающий в себе:

Интерфейсный модуль пользователя/оператора – аудиовизуальная система ввода/вывода.

Интерфейс внешних связей – три основных интерфейса связи с внешними устройствами (USB), ЭВМ (COM) и рабочими станциями (Ethernet).

Глобальную шину – основная шина или совокупность шин с полноформатной передачей данных для всех РФУ (GPIO, SPIm/s).

Локальную шину – шина (или шины) арбитражной сети микроконтроллеров для согласования параметров узлов и доступа к банку памяти SRAM/SDRAM (SPIm/s, I^2C).

Модули входят в состав ОПК российской сборки *Тион-Про*-270 [3] на базе процессора *Marvell PXA*270 с программно управляемым ядром *ARM* 9 [4].

II. *Распределенные функциональные узлы* (РФУ) – функционально укомплектованные высокопроизводительные микроконтроллеры с поддержкой передачи данных по глобальной шине, а именно: микроконтроллеры со встроенными формирователями ШИМ и с поддержкой передачи данных локальной шиной (РФУ ФУС); микроконтроллер прямого доступа к памяти, связанный по локальной шине с внешним банком ОЗУ (РФУ ПДП); микроконтроллеры, предназначенные для обратных глобальных или локальных связей коррекции управления, с поддержкой локальных шин, встроенными АЦП и счетчиками внешних импульсов (РФУ ОС).

Сравнительный анализ систем управления

Параметры	РСУ	ЦСУ
Быстродействие управляющей системы	Малая производительность вычислений, высокая передача данных между узлами	Высокая производительность вычислений, высокая передача данных между узлами
Устойчивость и точность узлового модуля	Устойчив, не возобновим. Без глобальной обратной связи, средняя точность	Устойчив, возобновим. Локальная и общая обратная связь, высокая точность
Число узловых модулей	Теоретически не ограничено	Ограничивается пропускной способностью глобальной шины
Задержка сигнала	Последовательная обратная связь	Параллельная или дуплексная передача
Техническая реализация программной части	Каждый узел имеет свою программную реализацию управления	Классы РФУ работают по однотипным ПУ, ВМ имеет гибкую программу управления

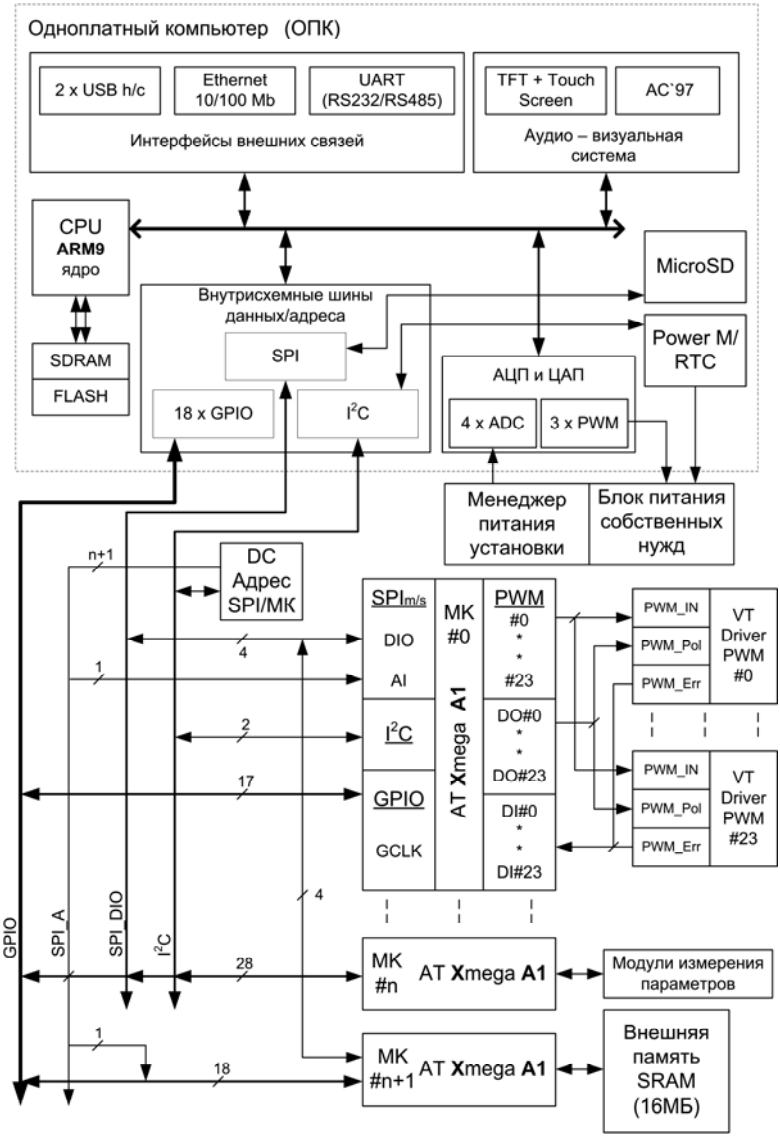


Рис. 1. Функциональная схема управляющего устройства

Модули РФУ целесообразно реализовать на основе микроконтроллеров фирмы Atmel семейства AVR с программно управляемым ядром XMega [5], линейка подсемейств которых полностью покрывает функциональные потребности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Легостаев Н.С., Мишин В.Н. Инновационный проект по разработке имитатора трехфазной сети переменного тока в рамках технологии группового проектного обучения // Матер. 2-й науч.-метод. конф. «Групповое проектное обучение». Т. 2. Томск, 2007.
2. ГОСТ 13109–97. Нормы качества электрической энергии в системах электроснабжения общего назначения.
3. http://www.Zao-Zeo.com/
4. http://www.ARM.com/
5. http://www.Atmel.com/

ПРОГРАММНАЯ ЧАСТЬ УПРАВЛЯЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ИМИТАТОРА ТРЕХФАЗНОЙ СЕТИ

А.А. Загваздин, студент ФЭТ, Н.С. Легостаев, к.т.н., доцент, К.В. Четвергов, ст. преподаватель

г. Томск, ТУСУР, т. 414-654, lns@ie.tusur.ru

В [1] представлена аппаратная часть управляющего устройства имитатора трехфазной сети с централизованной системой управления (СУ). Программная часть формирования значений сигналов управления и реакций на сигналы обратной связи реализована с применением динамического и статического управления.

Динамическое управление сигналом заключается в построении математической модели предполагаемого сигнала с выхода распределенного функционального узла (РФУ) с учетом задающих параметров и реакций обратных связей в рамках критериев качества электроэнергии (ЭЭ).

Статическое управление сигналом заключается в выборке массива значений из банка готовых примитивов по заданным параметрам и реакциям обратных связей требуемого РФУ.

При гибком управлении эти два способа управления замещают друг друга по мере необходимости. При заданных значениях параметров качества электрической энергии формируется математическая модель на полный период предполагаемого сигнала. Первый полупериод формируется в виде ШИМ-сигнала и отправляется на РФУ, где формируется реальный сигнал, который измеряется в контрольных выборках, сверяется по обратной связи с математической моделью, и при совпадении сигнала в рамках одного из критериев качества ЭЭ алгоритм обеспечивает передачу второго полупериода. При несовпадении сигнала математическая модель корректируется реакцией обратной связи и значения передаются в РФУ. Одновременно с этим осуществляется формирование нового цикла построения математической модели.

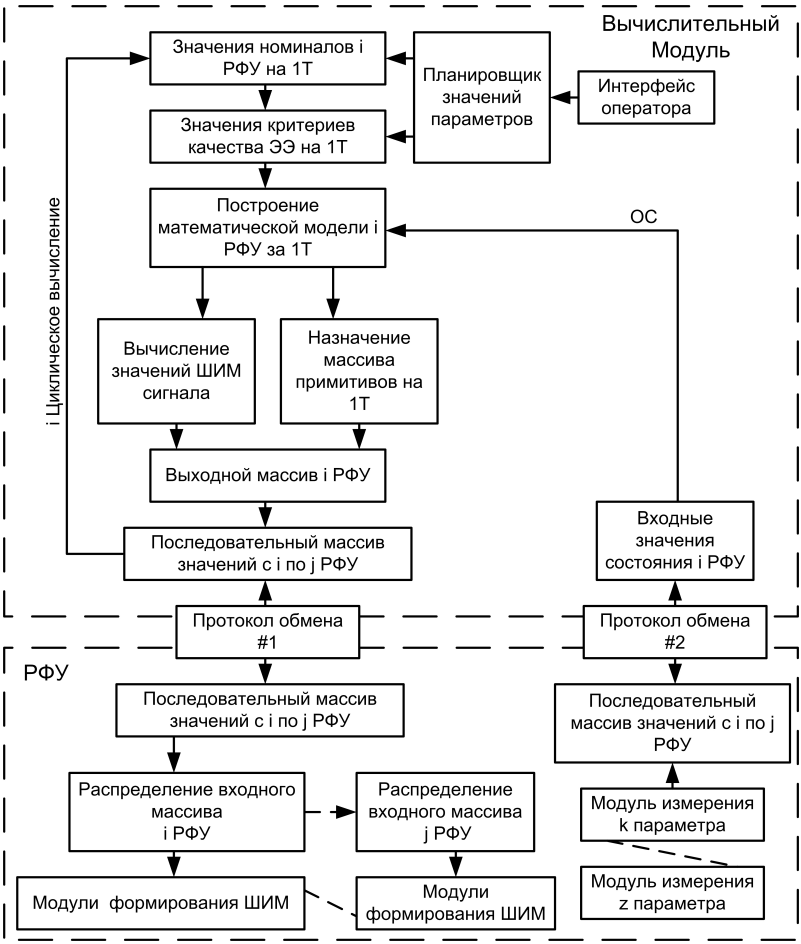


Рис. 1. Функциональный алгоритм управления

Такой подход реализации алгоритма управления дает ряд преимуществ:

− запаздывание реакции СУ составляет полупериод формируемого сигнала;

− СУ в процессе работы накапливает банк примитивов, который в идеальном случае может полностью перекрыть все вариации задающих параметров и реакций обратной связи (ОС); СУ при определенных задающих значениях, но при новых реакций ОС, пересчитывает математическую модель и формирует новые значения, одновременно

создавая новый примитив взамен старого или дополняя его, если выполняются критерии качества ЭЭ.

Когда состояние системы неустойчивое (динамическое расхождение между вычислительным модулем и РФУ или несоблюдение непрерывности выходных сигналов), СУ выполнит заложенные в процессе проектирования реакции, которые приведут ее в состояние, удовлетворяющее критериям качества ЭЭ.

Данный гибридный алгоритм управления охватывает СУ обратной связью (программной) по глобальной шине, эти данные доступны и локальным шинам. Функциональные узлы, требующие локальной обратной связи, захватывают значения без изменений.

Массив значений на полупериод с адресами назначения (программно-аппаратная адресация) загружается в *последовательный* массив значений и протоколом обмена глобальной шины #1 распределяется конечным РФУ. Каждый РФУ принимает приписанный ему массив и *последовательно* распределяет его по каналам ШИМ. Когда все РФУ будут заполнены, запускается *преобразование всех* каналов ШИМ и одновременно снимаются значения сформированных сигналов для реакций ОС. Реакция ОС передается протоколом обмена #2 и тем самым делает систему замкнутой. К моменту, когда РФУ завершают преобразование, в вычислительном модуле уже сформирован следующий последовательный массив значений на второй полупериод. Такие действия делают систему выходных управляющих сигналов непрерывной, что обеспечивает управление всеми энергетическими каналами имитатора [2] одновременно.

Гибридное сочетание алгоритма вычисления формируемого сигнала и пересылки рассчитанных значений для РФУ обеспечивает высокое быстродействие системе управления и непрерывность формирования сигналов управления.

Однако гибридное сочетание алгоритмов изначально предполагает на этапе отладки программного обеспечения «обучение» СУ реакциям на сигналы. Кроме того, гибридное сочетание алгоритмов связано со сложностью синхронизации работы РФУ по локальным шинам.

ЛИТЕРАТУРА

1. Загваздин А.А., Легостаев Н.С. Аппаратная часть управляющего устройства имитатора трехфазной сети // Научная сессия ТУСУР–2009: Матер. докл. Всерос. науч.-техн. конф. студентов, аспирантов и молодых ученых. Томск, 2009.

2. Легостаев Н.С., Мишин В.Н. Инновационный проект по разработке имитатора трехфазной сети переменного тока в рамках технологии группового проектного обучения // Матер. 2-й науч.-метод. конф. «Групповое проектное обучение». Т. 2. Томск, 2007.

СЕКЦИЯ 17

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*

ПОДСЕКЦИЯ 17.1
МОДЕЛИРОВАНИЕ В ЕСТЕСТВЕННЫХ И ТЕХНИЧЕСКИХ НАУКАХ

*Председатель – **Зариковская Н.В.**, к.ф.-м.н., доцент каф. ФЭ*

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА КАЛЬЦИНАЦИИ ГЛИНОЗЕМА ПРИ ПЛАВНЫХ ИЗМЕНЕНИЯХ ЗАГРУЗКИ ВО ВРАЩАЮЩЕЙСЯ ПЕЧИ

И.И. Болотаева, А.Л. Рутковский, каф. теории и автоматизации металлургических процессов и печей
г. Владикавказ, Северо-Кавказский горно-металлургический институт (государственный технологический университет),
т. (8672) 407-345, bolotaeva@mail.ru

Кальцинация – это завершающий передел при всех способах производства глинозема. Качество глинозема для электролиза определяется чистотой, зернистостью и фазовым составом.

Значение чистоты и влияние ее на качество алюминия не требует пояснения. Зернистость различно влияет на показатели электролиза – при большой доле тонких частиц увеличиваются потери при распыле, а грубые частицы медленно растворяются в электролите и образуют настыли в ванне.

Зернистость глинозема определяется в основном размерами частиц гидрата, поэтому ее определяют только при поставках глинозема на заводы абразивной промышленности, а для выдачи на электролиз зернистость глинозема оценивают по зернистости исходного гидрата.

Изменение дисперсного состава при прохождении его через отдельные температурные зоны печи кальцинации изучали как в лабора-

тории, так и на производстве, сопоставляя результаты ситовых анализов суточных проб из цеха кальцинации и исходного гидрата [1].

Математическое описание процесса кальцинации можно получить на основе следующих соображений. Входом объекта является производительность по питанию $Q_0(t)$, м^3/с; измеряемыми выходами – температура $\theta_1(t)$ и $\theta_2(t)$, град, представленные на рис. 1. Требуется найти математические зависимости, связывающие эти величины.

Вдоль печи x, м, выделим малый элемент материала dx. Для него баланс тепловых потоков

$$\rho CSdx\frac{\partial\theta(x,t)}{dt}=\rho CQ(x,t)\theta(x,t)-\rho CQ(x+dx,t)+hBdx\left[\theta_{\text{газ}}(x,t)-\theta(x,t)\right], \quad (1)$$

где ρ – плотность материала, кг/м^3; C – его удельная теплоемкость, Дж/(кг · град); S – площадь поперечного сечения материала, м^2; h – коэффициент теплопередачи от горячего газа к материалу, Вт/(м^2 · град); Bdx – площадь контакта материала с газом, м^2; $\theta_{\text{газ}}(x, t)$ – температура газа в точке x в момент t, град.

В равенстве (1) левая часть характеризует скорость изменения температуры θ элемента материала dx; первый член правой части – это приток тепла в элемент dx вместе с входящим потоком материала Q; второй член – отток тепла с материалом; третий член – приток тепла от газа по закону Ньютона.

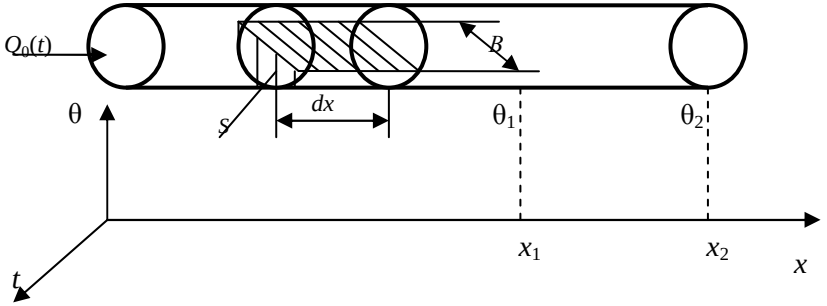


Рис. 1. К составлению уравнения динамики процесса кальцинации

Простой вариант уравнения модели получается из равенства (1) при условии, что поток $Q(x, t) = Q_0(t)$ не зависит от x:

$$\rho CS\frac{\partial\theta(x,t)}{\partial t}+\rho CQ_0(t)\frac{\partial\theta(x,t)}{\partial x}+hB\theta(x,t)=hB\theta_{\text{газ}}(t). \quad (2)$$

Его можно переписать в виде

$$a\frac{\partial\theta(x,t)}{\partial t}+a\frac{Q_0(t)}{S}\frac{\partial\theta(x,t)}{\partial x}+\theta(x,t)=\theta_{\text{газ}}(t), \qquad (3)$$

где $a=\dfrac{\rho CS}{hB}$.

Пусть температура материала на входе в печь при $x = 0$ известна (как граничное условие):

$$\theta(0, t) = \theta_0(t). \qquad (4)$$

Тогда решение уравнения (4) имеет вид

$$\theta(x,t)=e^{-\frac{t}{a}}\left\{\theta_0(t)\left[x-\frac{1}{S}\int_0^t Q_0(t)dt\right]\right\}+\frac{1}{a}\int_0^t\theta_{\text{газ}}(t)\cdot e^{\frac{t}{a}}dt, \qquad (5)$$

где $0\le x-\dfrac{1}{S}\int_0^t Q_0(t)dt\le x_{\max}$.

Следовательно, данное решение предсказывает изменение температуры материала $\theta(x, t)$ в пространстве и времени при следующих заданных входах и возмущениях: $Q_0(t)$, $\theta_0(t)$, $\theta_{\text{газ}}(t)$; в частности, оно предсказывает величину выходных сигналов $\theta_1(t) = \theta(x_1, t)$ и $\theta_2(t) = \theta(x_{\max}, t)$ используемых в САУ.

Эта модель пригодна для случаев плавных изменений загрузки печи, а более сложными получаются модели, учитывающие зависимость потока $\theta(x, t)$ от x; такой учет может потребоваться при быстрых и больших по величине изменениях загрузки печи.

ЛИТЕРАТУРА

1. Лайнер А.И. Производство глинозема: Учеб. пособие. М., 1961. 619 с.

КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИКИ ФОРМИРОВАНИЯ ЗОНЫ ТРЕНИЯ

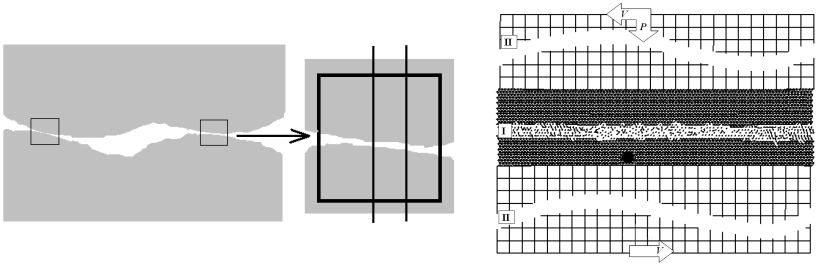
С.А. Добрынин, аспирант

лаб. компьютерного конструирования материалов

г. Томск, Институт физики прочности и материаловедения СО РАН, т. +7-962-780-91-02, laesod@ms.tusur.ru

Трение представляет собой сложное динамическое явление. Так, непрерывное измерение коэффициента трения показывает, что эта характеристика не является постоянной величиной даже при установившемся режиме процесса, а периодически изменяется, достигая максимумов и минимумов [1]. Проявлением динамической сущности трения

является также возникновение акустических колебаний, которые играют важную роль в поведении взаимодействующих тел, в том числе при их изнашивании [2]. Для изучения явлений непосредственно в динамике широко используются средства компьютерного моделирования. В работе [3] было показано, что для моделирования трения эффективным является применение дискретно-континуального подхода, когда узкая зона контакта взаимодействующих тел описывается дискретным методом подвижных клеточных автоматов, а остальной материал, который деформируется упруго, – численными методами континуальной механики.



а *б*

Рис. 1. Схема зоны контакта при трении и область исследования (*а*); общая структура (*б*)

Описание используемой модели. На рис. 1, *а* представлено схематическое изображение зоны контакта при трении. Известно, что области реального контакта составляют всего несколько процентов от номинальной поверхности взаимодействующих тел, эти области выделены на рис. 1, *а* квадратами. В данной работе проводилось моделирование некоторой части реального контакта, находящейся между вертикальными линиями, показанными в правой части рис. 1, *а*, и относящейся к наноскопическому масштабному уровню.

Структура расчетной области представлена на рис. 1, *б*. Здесь область I моделировалась дискретным методом, а область II – сеточным методом. Для уменьшения вертикальных размеров рисунка показана только часть сетки. Во время расчета проводилась регистрация упругих волн в «датчике», изображенная черной точкой на рис. 1, *б*, для которой записывались такие параметры, как V_X – составляющая скорости вдоль оси X; V_Y – составляющая скорости вдоль оси Y; I – интенсивность тензора напряжений и P – давление.

Влияние профиля поверхностей, разделяющих «квазижидкий» слой, на упругие волны в паре трения. В работе [4] было пока-

зано, что на спектрах величин, регистрирующих прохождение упругих волн, генерируемых в процессе трения, присутствуют как собственные частоты системы, так и частоты, обусловленные характерными размерами модели (ширина расчетной области и размер автомата) и скоростью относительного движения блоков. Также отмечалось наличие неидентифицированных пиков в низкочастотной части спектров, положение и высота которых изменяются со временем.

Дополнительный анализ результатов моделирования показал, что в процессе трения изменяется профиль поверхности, разделяющей «квазижидкий» слой и «твердую» часть образцов. Это позволило предположить, что наличие таких пиков может быть обусловлено характерным размером шероховатостей таких профилей.

На рис. 2 представлены профили поверхностей рассматриваемых пар трения, построенные в различные моменты времени. Видно, что с увеличением времени взаимодействия толщина слоя трения увеличивается, а поверхности блоков становятся более гладкими.

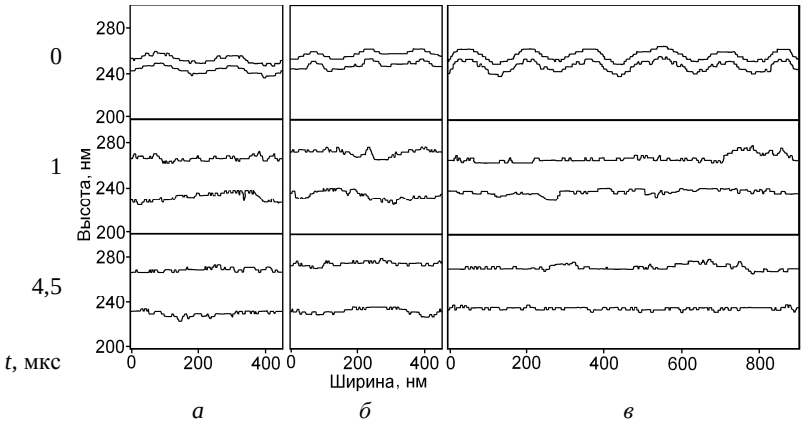


Рис. 2. Профили поверхностей верхнего и нижнего блоков в различные моменты времени *t*. Обозначения колонок (*а–в*) соответствуют различным образцам

Наличие периодичности в профилях взаимодействующих поверхностей должно проявляться в соответствующих частотах упругих волн, возникающих при их относительном перемещении. Ожидаемая частота соответствующего сигнала рассчитывается по формуле $f = v/l$, где v – скорость движения блоков относительно друг друга; l – расстояние между выступами шероховатости поверхности. На основе полученных профилей поверхностей были построены спектры Фурье ожидаемых сигналов.

На спектрах ожидаемых сигналов наиболее явно выделяются частоты, равные 70, 90, 110 и 160 МГц. Эти же частоты были обнаружены в спектрах данных датчиков модельных пар трения. Причем соответствие было более четким для регистраций давления и интенсивности напряжений. В силу изменчивости коэффициента трения в процессе взаимодействия следует ожидать, что возникающие колебания могут быть амплитудно-модулированы.

Таким образом, проанализированы сигналы, соответствующие регистрациям упругих волн, возникающих в модельной паре трения. Идентифицированы основные пики на Фурье-образах этих сигналов. Это говорит о том, что закономерности процесса изнашивания могут быть изучены на основе анализа соответствующих акустических спектров.

Работа выполнена при финансовой поддержке проектов РФФИ (грант № 07-08-00192-а), 13.13.3 Программы фундаментальных исследований Отделения энергетики, машиностроения и процессов управления РАН, интеграционного проекта СО РАН № 127 со сторонними организациями, а также CRDF в рамках программы BRHE (проект RUX0-016-TO-06).

ЛИТЕРАТУРА

1. Gardos M.N., Gabelich S.A. Atmospheric effects of friction, friction noise and wear with silicon and diamond. Part I. Test methodology // Tribology Letters. 1999. № 6. P. 79–86

2. Гриценко Б.П. Роль акустических колебаний, генерируемых при трении, в разрушении материалов трибосистем // Трение и износ. 2005. Т. 26. № 5. С. 481–488.

3. Смолин А.Ю., Коноваленко Иг.С. О генерации и распространении упругих волн при трении. Компьютерное моделирование // Физическая мезомеханика. 2006. Т. 9. Спец. вып. С. 45–48.

4. Смолин А.Ю., Добрынин С.А., Псахье С.Г. Факторы, определяющие генерацию упругих волн при трении. Моделирование на основе дискретно-континуального подхода // Изв. Том. пол. Ун-та. 2009. Т. 314, № 2. Математика и механика. Физика. С. 76–82.

К ВОПРОСУ СИНТЕЗА МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ СЛОЖНЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ СИСТЕМ

Д.Н. Дюнова, А.Л. Рутковский

г. Владикавказ, Северо-Кавказский горно-металлургический институт (государственный технологический университет), Dunova_dn@mail.ru

Применение топологических моделей для анализа сложных технологических систем позволяет представить весь объем информации

о них в компактной и наглядной форме. Рассмотрим использование сигнальных графов для построения модели технологической системы выщелачивания цинковых огарков.

Особенностью сигнальных графов является то, что они позволяют получить представление о прохождении сигналов в системе, одновременно упрощая определение функциональных связей между переменными, входящими в модель [1].

Технологическая схема непрерывного двухстадийного процесса выщелачивания цинковых огарков представлена на рис. 1, сигнальный граф технологической схемы – на рис. 2. Решение полученного графа позволяет определить полный коэффициент функциональной связи или передаточную функцию исследуемой системы в целом или по ряду ее каналов.

Топологическая формула для определения коэффициента передачи от источника к стоку сигнального графа имеет вид [2]

$$T_{is} = \frac{\sum_{j=1}^{n} P_j(p)\Delta_j(p)}{\Delta(p)}, \qquad (1)$$

где p – оператор Лапласа; $P_j(p)$ – передача j-го прямого пути от источника i к стоку s; n – прямых путей; Δ – определитель сигнального графа.

Последняя величина описывается зависимостью

$$\Delta = 1 - \sum L_{m1} + \sum L_{m2} - \sum L_{m3} + \ldots, \qquad (2)$$

где $\sum L_{m1}$ – сумма передач всех контуров и петель обратной связи сигнального графа; $\sum L_{mr}$ – произведение передач m-й возможной комбинации передач из r несоприкасающихся контуров и петель обратной связи $(r \geq 2)$; Δj – минор определителя графа, значение которого равно значению определителя Δ для подграфа, не касающегося j-го прямого пути.

Для решения графа определим понятия прямого пути и контура. Прямой путь P_j – это путь от источника к стоку графа вдоль его ветвей, при котором ни одна из вершин не встречается более одного раза. Передача прямого пути равна произведению передач ветвей этого пути. Контур L_j – замкнутый путь вдоль ветвей графа, при котором каждый узел встречается только по одному разу. На сигнальном графе можно выделить четыре прямых пути:

P_1 – путь от X_0 к X_9, $P_1 = A_1 A_3 A_5 A_9$,

P_2 – путь от X_0 к X_8, $P_2 = A_1 A_2 A_4 A_7$,

P_3 – путь от X_0 к X_{14}, $P_3 = A_1 A_2 A_4 A_6 A_{10} A_{11} A_{12} A_{15}$,

P_4 – путь от X_0 к X_{14}, $P_4 = A_1 A_3 A_5 A_8 A_{11} A_{12} A_{15}$,

а также три контура:

$L_1 = A_{11} A_{12} A_{14} A_{16}$,

$L_2 = A_3 A_5 A_8 A_{11} A_{13}$,

$L_3 = A_2 A_4 A_6 A_{10} A_{11} A_{13}$.

Согласно рис. 2, путь P_1 касается контуров L_2, L_3, а контура L_1 не касается, для пути P_2 ситуация аналогична. Пути P_3 и P_4 касаются всех контуров. На основании вышеизложенного, применяя формулу (2), получим следующие уравнения связи между источником и стоками графа:

$$T_{0-X9} = \frac{P_1(1-L_1)}{1-(L_1+L_2+L_3)}; \quad (3)$$

$$T_{0-X8} = \frac{P_2(1-L_1)}{1-(L_1+L_2+L_3)}; \quad (4)$$

$$T_{0-X14} = \frac{P_3+P_4}{1-(L_1+L_2+L_3)}. \quad (5)$$

Для коэффициентов передачи $A1-A16$ получены следующие расчетные соотношения:

$$A1 = \frac{X_2}{X_1};\ A2 = \frac{X3}{X0+X10};\ A3 = \frac{X4}{X0+X10};\ A4 = \frac{X5}{X3};\ A5 = \frac{X6}{X4};$$

$$A6 = \frac{X7}{X5};\ A7 = \frac{X8}{X5};\ A8 = \frac{X10}{X6};$$

$$A9 = \frac{X9}{X6};\ A10 = \frac{X10}{X7};\ A11 = \frac{X11}{X10+X13+X6};\ A12 = \frac{X12}{X11};$$

$$A13 = \frac{X2}{X11};\ A14 = \frac{X13}{X12};\ A15 = \frac{X14}{X12};\ A16 = \frac{X10}{X13}.$$

Передачи ветвей графа принципиально можно получить для параметров технологической схемы выщелачивания цинковых огарков, а также подобных производственных систем. Выходные показатели исследуемой системы можно определить, подставив значения передач ветвей графа в уравнения (3)–(5).

Таким образом, на примере процесса выщелачивания цинковых огарков показано, что использование топологических моделей являет-

ся одним из эффективных методов исследования сложных технологических систем. Полученная модель процесса может быть использована для повышения показателей процесса выщелачивания и улучшения структуры технологической схемы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Оре О. Графы и их применение. М.: Мир, 1975.

2. Кафаров В.В., Перов В.Л., Мешалкин В.П. Принципы математического моделирования химико-технологических схем. М.: Химия, 1974.

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ОСНОВНЫХ ПРОЦЕССОВ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ

А.С. Ершов, студент 4-го курса, каф. ФЭ

г. Томск, ТУСУР, okunek@yandex.ru

Современное микроэлектронное производство строится на основе концепции компьютерно-интегрированного производства. Развитие и использование математических моделей технологических процессов и создаваемых в результате их применения приборов являются одной из основ данной концепции и позволяют работать с контролируемыми объектами, будь то параметры отдельной технологической операции, электрофизические параметры слоев или параметры схемотехнической модели прибора на выходе производства. Область приборно-технологического моделирования, являющаяся неотъемлемой частью современного производства изделий микроэлектронной и микросистемной техники, представляет собой систему научных знаний и прикладных программных инструментов, позволяющих осуществлять полномасштабное моделирование технологических процессов и приборов, успешно решать широкий круг задач по разработке новых полупроводниковых приборов, оптимальных и устойчивых к разбросу параметров технологических маршрутов, повышать технологичность выпускаемых изделий и производства в целом.

Основной задачей математического моделирования является разработка новых и улучшение существующих математических моделей, адекватно описывающих тот или иной процесс.

Ионная имплантация и диффузия являются одними из ведущих технологических процессов при создании практически всех видов изделий микроэлектроники – от дискретных приборов до сверхбольших интегральных схем и микропроцессоров. Особое внимание в настоящее время уделяется вопросам компьютерного моделирования распределений ионно-легированной примеси и примеси после диффузионного воздействия в полупроводниковых структурах, поэтому рассмотре-

ние материалистических моделей, описывающих распределения в подобных структурах, является задачей актуальной и очень важной.

Ионная имплантация – это процесс внедрения ионизированных атомов примеси с энергией, достаточной для проникновения ионов в поверхностные слои мишени.

Диффузионными процессами обычно называют процессы перераспределения вещества в среде путем диссипации или его направленного переноса под действием градиента химического потенциала, а в простейшем случае – градиента концентрации.

В первой части работы реализована программа, моделирующая процесс ионной имплантации в приближении двух параметров (нормального пробега R_p и среднеквадратичного отклонения (страгглинга) ΔR_p) с учетом последующего отжига структуры. Программный продукт позволяет пользователю выполнять следующие операции: задавать параметры и режимы проведения технологического процесса ионной имплантации, получать концентрационные профили легирующей примеси, определять глубину залегания *p–n*-перехода.

Во второй части работы реализована программа, моделирующая процессы одностадийной и двухстадийной диффузии. Программный продукт позволяет моделировать структуру биполярного транзистора в зависимости от технологических параметров диффузии.

Также в программе предусмотрены эпитаксиальное наращивание кремниевых пленок и термический отжиг структуры.

ЛИТЕРАТУРА

1. Антонетти П. и др. МОП-СБИС. Моделирование элементов и технологических процессов. М.: Радио и связь, 1988. 496 с.

2. Асессоров В.В. и др. Моделирование процессов внедрения и перераспределения примесей при ионной имплантации. Воронеж: Воронеж. гос. ун-т, 2004. 203 с.

3. Бобровский С.И. Delphi 7: Учеб. курс. СПб.: Питер, 2003. 736 с.

4. Бубенников А.Н. Моделирование интегральных технологий, приборов и схем. М.: Высш. шк., 1989. 320 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИНФОРМАЦИОННЫХ ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ РЕСУРСОВ В ВЫСШЕМ ОБРАЗОВАНИИ

К.С. Калугин, Е.В. Скробов, Г.А. Кузнецов, С.С. Кузнецов, студенты 4-го курса ФЭ

г. Томск, ТУСУР, т. 8-923-510-41-74, kir402@mail.ru

В связи с бурным развитием информационных технологий огромное место в образовании занимает использование цифровых образова-

тельных ресурсов (ЦОР). Использование таких ресурсов во многом способствует повышению эффективности образования, что непосредственно свидетельствует об их актуальности.

К ЦОР можно отнести не только образовательные ресурсы в Интернет, но и электронные учебники, образовательные программы, электронные библиотеки. Сегодня в сети Интернет существует множество информационных образовательных порталов – сайтов, которые содержат необходимую, полезную информацию для создания учебно-методических комплектов и дидактических материалов, для применения на занятиях и внеучебной деятельности.

Все ЦОР Интернет составляют единое информационное пространство, кроме того, существуют локальные ЦОР, не представленные в Интернет. Но, к сожалению, на сегодняшний момент сложилась ситуация, когда образовательное информационное пространство приобретает характер разрозненности, несистемности.

Одним из факторов, непосредственно повлиявших на развитие данной ситуации, можно выделить то, что большинство образовательных ресурсов созданы и размещены в разных пространствах Интернет, как географических, так и доменных.

Также следует отметить, что в большинстве случаев содержащийся в сети Интернет материал не систематизирован. Эти факторы в целом снижают эффективность использования учителями и учащимися ЦОР.

В связи с актуальностью данной темы нашей группой был разработан сайт кафедры физической электроники (ФЭ). Одним из главных достоинств данного сайта можно выделить возможность доступа к учебной, учебно-методической литературе и прочим материалам, необходимым для обучения студентов по специальностям кафедры ФЭ.

Таким образом, реализация информационно-образовательной среды вуза во многом определяется электронными образовательными ресурсами, их качественными характеристиками, особенностью учебного процесса, данным типом обучения.

ЛИТЕРАТУРА

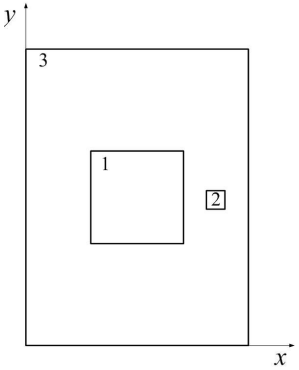
1. Башмаков А.И., Старых В.А. Систематизация информационных ресурсов для сферы образования: классификация и метаданные. М.: Европейский центр по качеству, 2003. 382 с.

ВЫБОР ЗАКОНА РЕГУЛИРОВАНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ПОДЛОЖКИ ГИБРИДНО-ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ НА ОСНОВАНИИ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ТЕПЛОФИЗИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ

В.М. Карабан, аспирант каф. КИПР,
С.В. Тимченко, д.ф.-м.н., проф.
г. Томск, ТУСУР, т. 8-913-872-45-21, karaban_vm@mail.ru

Управляющее воздействие пропорционально-интегрально-дифференциального (ПИД) регулятора, применяемого в системах автоматического регулирования (САР), представляет собой сумму трех воздействий: пропорционального (П), интегрального (И) и дифференциального (Д). Каждый из указанных типов регулирования имеет определенные особенности и применяется в зависимости от предъявляемых требований к регулированию: устойчивости к дестабилизирующим воздействиям, точности термостатирования, времени выхода на режим и др.

Следует отметить, что усложнение типа регулирования не всегда эффективно. Напротив, при переходе к микротермостатированию, т. е. к уменьшению объема термостатирования, преимущества более сложных типов регуляторов (таких как ПИД, ПИ, ПД) должны проявляться реже.



Математическая формулировка. Обобщенная физическая модель исследуемого класса МТ представлена в [1]. На рис. 1 приводится геометрия области решения.

Рис. 1. Геометрия области решения (вид сверху): *1* – нагреватель; *2* – датчик температуры; *3* – подложка гибридно-интегральных схем (ГИС)

Основные допущения, используемые при постановке задачи:

1. Тепловыделениями термостатируемых элементов на подложке по сравнению с мощностью нагревателя можно пренебречь.
2. Подложка представляет собой однородное изотропное тело, теплофизические параметры которого не зависят от координат и температуры.
3. Тепловой контакт на границах между телами (областями) считается идеальным.

Задача в такой постановке сводится к решению дифференциального двумерного нестационарного нелинейного уравнения теплопроводности подложки (с соответствующими начальными и граничными условиями) совместно с уравнением выбранного закона регулирования температуры методом конечных разностей. В граничных условиях учитывается радиационный теплообмен с поверхности подложки по закону Стефана–Больцмана.

Для снижения мощности потерь и влияния внешней среды термостатируемая подложка ГИС располагается в вакууме, что позволяет исключить из рассмотрения дифференциальную составляющую (велика инерционность объекта) и остановиться лишь на сопоставлении П и ПИ законов регулирования. Параметры настройки регуляторов были подобраны экспериментально.

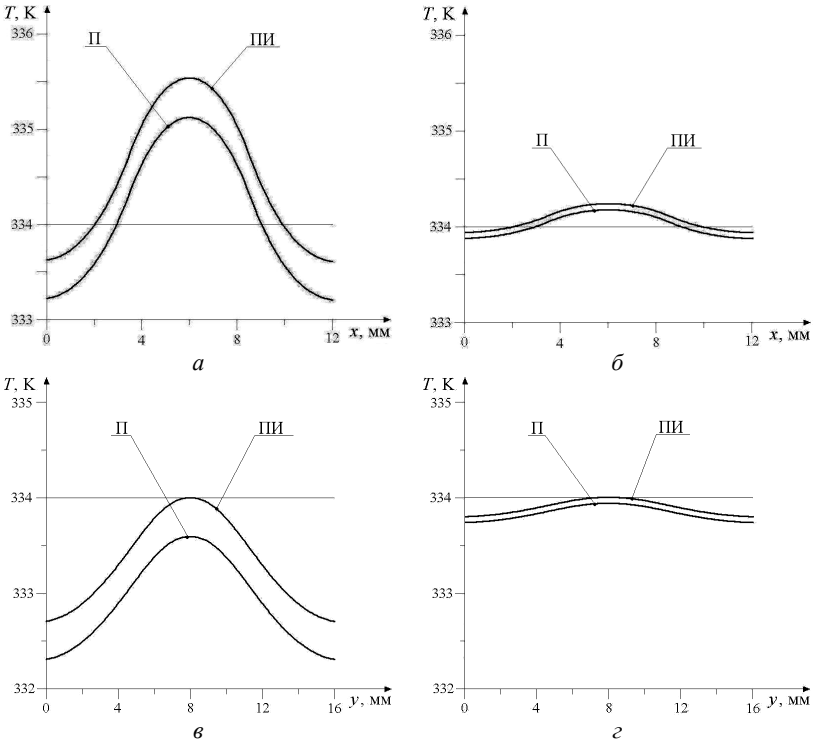


Рис. 2. Распределение температуры подложки: *а*, *б* – вдоль оси *x* (*y* = 8 мм); *в*, *г* – вдоль оси *y* (*x* = 10 мм). Температура внешней среды принималась равной $T_{\text{ВН}}$ = 223 К (*а*, *в*) и $T_{\text{ВН}}$ = 323 К (*б*, *г*)

Результаты. Применение ПИ-регуляторов позволяет исключить статическую ошибку поддержания температуры подложки только в области датчика и не позволяет сократить перепад температуры в остальных областях подложки (рис. 2). Данное обстоятельство может свидетельствовать о нецелесообразности усложнения закона регулирования в рассматриваемой области применения и наводит на мысль поиска альтернативного повышения точности регулирования.

Так, в широком диапазоне изменения температуры внешней среды применение нагревателей, имеющих малые размеры по сравнению с термостатируемым объектом, приводят к изменению температурных перепадов в объекте зависящих от теплопроводности материала и габаритных размеров термостабильной подложки, а также взаимного пространственного размещения нагревателя и датчика температуры [2].

ЛИТЕРАТУРА

1. Alekseev V.P., Karaban V.M. Simulation of nonstationary temperature fields of a thermostable substrate for a proportional temperature regulator // Journal of Engineering Thermophysics. 2008. Vol. 17. № 3. P. 253–257.

2. Alekseev V.P., Karaban V.M. Topological thermal compensation in a hybrid-film micro thermostat containing thermally stable substrate // Radioelectronics and Communications Systems. 2008. Vol. 51. № 11. P. 585–589.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ТЕПЛОПРОВОДНОСТИ МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

М.А. Карпенко, студент 3-го курса, каф. ЭМИС
г. Томск, ТУСУР

В науке и технике постоянно приходится сталкиваться с проблемой расчета систем, имеющих сложную геометрическую конфигурацию и нерегулярную физическую структуру. Компьютеры позволяют выполнить эти вычисления с использованием приближенных численных методов. Метод конечных элементов (МКЭ) – один из них – в последнее десятилетие занял ведущее положение и получил широкую популярность. С развитием вычислительных средств возможности метода постоянно расширяются, также расширяется и класс решаемых задач. На данный момент создано множество различных вычислительных комплексов, в основе которых лежит МКЭ (ANSYS, MathLab, FremLab). Но в современных условиях, когда достигнут максимум вычислительных возможностей с использованием однопроцессорных технологий, особую актуальность приобретают исследования способов применения и реализации МКЭ для многопроцессорных ЭВМ.

МКЭ основан на идее аппроксимации непрерывной функции (в физической интерпретации – температуры) дискретной моделью, которая строится на множестве кусочно-непрерывных функций, определенных на конечном числе подобластей, называемых конечными элементами [1–2].

В общем виде решение задачи теплопроводности с использованием МКЭ можно разделить на следующие этапы:

1. Разбиение области на элементы, нумерация элементов, глобальная и локальная нумерация узлов, формирование на их основе индексной матрицы.
2. Формирование глобальной матрицы и вектор-столбца системы алгебраических уравнений, реализуемое на основе расчета локальных матриц и столбцов.
3. Решение системы разностных уравнений.
4. Расчет температур и тепловых потоков в различных точках элементов разбиения, проводимый на основе принятой аппроксимации температурного поля в элементе.

Первый этап имеет фундаментальное значение, определяя порядок точности вычислений. Наращивание количества элементов является основным способом увеличения точности. Платой же за увеличение количества узлов станет увеличение времени расчета. Наличие современной высокопроизводительной вычислительной техники делает это не существенным до определенных пределов, но достижение которых и становится актуальным вопросом распараллеливания.

Кроме всего прочего, отдельным вопросом, достойным подробного рассмотрения, является непосредственно процесс разбиения на конечные элементы. Очевидно, что простейшим, но вместе с тем и наиболее трудоемким является ручное разбиение области на треугольные элементы, ручная нумерация узлов и ввод в качестве исходных данных массивов координат узлов и индексной матрицы. Однако в реальной двухмерной задаче число узлов и элементов может составлять несколько тысяч, поэтому построение расчетной сетки вручную является нецелесообразным. На данный момент существует множество различных алгоритмов, позволяющих автоматизировать решение данной проблемы.

На текущей – начальной стадии – выделяются несколько ключевых составляющих этапов.

- Изучение способов автоматического разбиения области на конечные элементы.
- Составление программы для ЭВМ, реализующей изложенный выше алгоритм решения задачи теплопроводности с использованием МКЭ.

• Анализ полученных результатов. Исследования порядка точности, уровня сходимости с использованием результатов, полученных при различных количествах узлов.

В рамках данной работы в дальнейшем планируется исследование возможности реализации эффективного алгоритма для многопроцессорных вычислительных машин.

ЛИТЕРАТУРА

1. Зенкевич О. Метод конечных элементов в технике. М.: Мир, 1975.
2. Зенкевич О., Морган К. Конечные элементы и аппроксимация: Пер. с англ. М.: Мир, 1986.

ПРОГНОЗИРОВАНИЕ СОСТОЯНИЯ ЗДОРОВЬЯ ДЕТЕЙ ПО ЛАБОРАТОРНЫМ ПОКАЗАТЕЛЯМ

В.А. Колотовкин, студент 5-го курса, В.В. Марченко, аспирант
г. Томск, ТПУ, каф. прикладной математики, chief@kva.tomsk.ru

Развитие современной медицины сложно представить без разностороннего тесного сотрудничества с прикладной математикой. Одним из направлений совместной деятельности медиков и математиков является разработка методов прогнозирования состояния здоровья детей при санаторно-курортной реабилитации.

В настоящее время после первичной постановки диагноза все дети с заболеваниями щитовидной железы проходят одинаковый курс реабилитационной терапии. Однако лечащими врачами было замечено, что дети с одним и тем диагнозом по-разному реагируют на лечение: кому-то в результате становится значительно лучше, у кого-то эффекта почти не наблюдается, а у некоторых детей наступает даже ухудшение самочувствия. Этот факт заставляет врачей индивидуально подходить к каждому ребенку при выборе методики лечения, при этом желательно заранее предвидеть, к какому результату она приведет. Для ответа на последний вопрос мы предложили воспользоваться методом множественного регрессионного анализа.

Объектом нашего исследования являлись дети и подростки в возрасте от 7 до 15 лет с заболеваниями щитовидной железы (эндемический зоб и аутоиммунный тиреоидит) и ожирением в качестве сочетанной патологии. Для исследований дети были поделены на группы по наличию тиреопатологии на ожирение (ОЖ) и зоб с ожирением (ЗОБ), а также по характеру ожирения – на гипоталамическое (ГО) и конституционально-экзогенное (КЭО).

Состояние каждого ребенка оценивается до и после курса реабилитационной терапии с помощью набора лабораторных показателей, которыми являются общие клинические параметры (пол, возраст, рост, вес, индекс массы тела, избыток массы тела, и т.п.), а также результаты химического и гормонального анализа крови.

В предыдущих наших работах уже было проведено сокращение числа лабораторных показателей путем выделения информативных признаков с использованием диаграммы Парето. Это позволило удалить из рассмотрения те признаки, которые не несут существенной информации о данном заболевании, и сократить тем самым нагрузку на врача и время обследования.

Кроме того, после предварительного шкалирования с использованием функции Харрингтона все информативные показатели были сведены в один интегральный так называемый «индекс здоровья» (ИЗ) с помощью методики, предложенной в работе [1].

Таким образом, задача прогнозирования сводится к тому, чтобы научиться по имеющимся лабораторным данным, собранным до лечения, предсказывать значение индекса здоровья для ребенка после определенного курса лечения.

Суть метода множественной регрессии состоит в следующем [2, 3]. При проведении экспериментов в ситуации, когда количественное изменение изучаемого явления (индекса здоровья) зависит не от одной, а от нескольких причин (лабораторных показателей), исследователь получает матрицу результатов наблюдений:

$$\begin{Vmatrix} y_1 & x_{11} & x_{12} & \dots & x_{1m} \\ y_2 & x_{21} & x_{22} & \dots & x_{2m} \\ \dots & \dots & \dots & x_{ij} & \dots \\ y_n & x_{n1} & x_{n2} & \dots & x_{nm} \end{Vmatrix}, \qquad (1)$$

где n – число регистрируемых факторов; m – число исследуемых детей.

Задача множественного регрессионного анализа состоит в построении такого уравнения плоскости в $(n + 1)$-мерном пространстве, отклонение результатов наблюдений от которой были бы минимальными. Или, другими словами, следует вычислить значения коэффициентов b_0, b_j в линейном полиноме

$$\hat{y}_i = b_{i0} + \sum_{j=1}^{m} b_{ij} \cdot x_{ij}\,, \qquad (2)$$

где $\hat{y}$ – предсказанное значение.

Уравнение (2) можно переписать в матричной форме:

$$(X^T \cdot X) \cdot B = X^T \cdot Y, \qquad (3)$$

где B – вектор-столбец искомых коэффициентов аппроксимирующего полинома.

Проведя элементарные преобразования над матрицами, получаем выражение для вычисления вектора-столбца коэффициентов

$$B=(X^T\cdot X)^{-1}\cdot X^T\cdot Y\,. \tag{4}$$

Проверка качества предсказания множественного уравнения регрессии определяется через остаточную дисперсию

$$\overline{S}^2_{ост}=\frac{\sum_{i=1}^{n}(y_i-\hat{y}_i)^2}{n-m-1}, \tag{5}$$

которую сравнивают с дисперсией среднего $\overline{S}^2_y$ с помощью F-критерия Фишера [4].

Данные в каждой из 4 групп были поделены приблизительно поровну: первая половина использовалась для построения регрессионной модели, а вторая – для проверки полученной модели.

Результаты прогноза индекса здоровья в сравнении с реальными значениями для группы ЗОБ показаны на рис. 1.

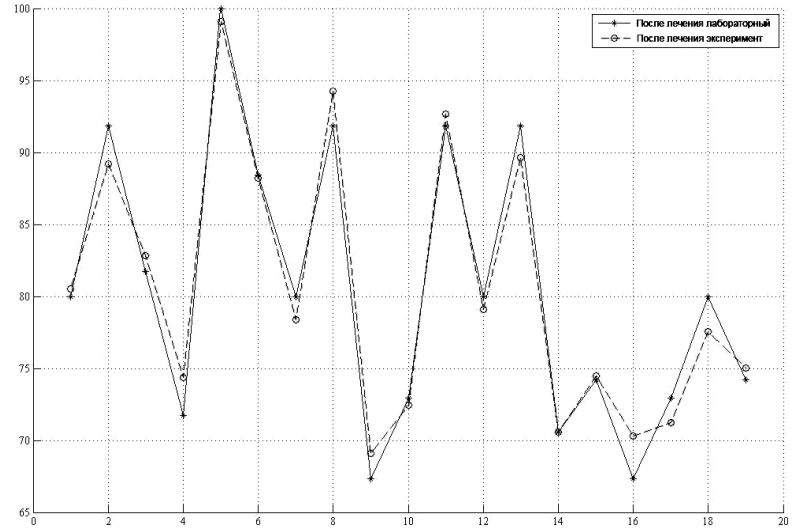


Рис. 1. График значений индекса здоровья для детей в группе ЗОБ

В целом погрешность прогноза в группе КЭО составила 5%, т.к. она была самой многочисленной, а остальных группах – 10%, что является приемлемым результатом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Казаков В.Ф., Серебряков В.Г. Бальнеотерапия ишемической болезни сердца. М.: Медицина, 2004. 256 с.
2. Гублер Е.В. Вычислительные методы анализа и распознавания патологических процессов. Л.: Медицина, 1978. 293 с.
3. Львовский Е.Н. Статистические методы построения эмпирических формул. М.: Наука, 1968. 270 с.
4. Гмурман В.Е. Теория вероятностей и математическая статистика: Учеб. пособие для вузов / В.Е. Гмурман. 9-е изд., стер. М.: Высш. шк., 2003. 479 с.

СТРАТЕГИЯ ПОВЕДЕНИЯ РОБОТА-ФУТБОЛИСТА В ИГРЕ РОБОФУТБОЛ

С.В. Комзолов, студент 2-го курса магистратуры, каф. ЭМИС
г. Томск, ТУСУР, т. 8-961-891-76-90, truth-digger@sibmail.com

На сегодняшний момент вопросы создания искусственного интеллекта являются актуальными. Одним из направлений исследований в этой области является создание «искусственного интеллекта», способного выполнять определенные задачи в определенных областях. Наиболее широко распространены под названием «искусственного интеллекта» так называемые игровые стратегии поведения. Как правило, данный подход применяется в командных играх для имитации других игроков. Одним из направлений создания стратегий поведения игроков в командных играх является робофутбол. В игре робофутбол играют 2 команды двухколесных роботов-футболистов, основными целями каждой из команд является защита своих ворот и забивание мяча во вражеские ворота, с наибольшей эффективностью, не нарушая правил игры. Так как на данный момент не существует однозначного решения о наиболее эффективном способе управления командной игрой, то данный вопрос остается открытым.

Существуют организации, занимающиеся созданием искусственного интеллекта управления роботами. Одной из таких организаций является «FIRA Mirasot», которая проводит чемпионаты по игре робофутбол, где участвуют команды двухколесных роботов-футболистов в игре 5*5 и 11*11. Данное направление сегодня стремительно развивается и требует все более эффективных решений.

Для реализации стратегии поведения роботов был проведен анализ существующих подходов, а именно:

- программная стратегия игры;
- стратегия, базирующаяся на нейронных сетях;
- стратегия, основанная на базах знаний;

• стратегия с использованием пространства конфигураций.

Несомненно, каждый из подходов обладает рядом достоинств и недостатков.

Программная стратегия игры подразумевает реализацию стратегии игры в виде определенной программы действий каждого робота. Такая стратегия реализует строгие, заранее подготовленные действия для роботов, в зависимости от определенных условий, как правило, это расположение роботов и мяча на поле.

Нейронные сети представляют собой математические модели, а также их программные или аппаратные реализации, построенные по принципу организации и функционирования биологических нейронных сетей – сетей нервных клеток живого организма. С математической точки зрения обучение нейронных сетей – это многопараметрическая задача нелинейной оптимизации. С точки зрения кибернетики нейронная сеть используется в задачах адаптивного управления и как алгоритмы для робототехники.

Идея стратегии с базами знаний заключается в выборке из базы знаний наиболее удачного действия для достижения поставленной цели. При реализации данного подхода необходимо будет использовать СУБД и осуществлять SQL-запросы, также необходимо будет учитывать время обработки запроса, т.к. актуальность ответа может быть утрачена со временем.

Пространство конфигураций – это набор всевозможных комбинаций, исполняемых элементов работающего модуля (в данном случае различные комбинации скоростей 2 двигателей). Пространство конфигураций также может выходить на уровень выше (например, наборы перемещения в заданную точку). Каждое пространство конфигураций связывается с рабочим пространством (точками плоскости поля). Эти связи удобно хранить в СУБД.

При тщательном анализе подходов была выбрана и реализована программная стратегия игры, основным критерием выбора было быстродействие.

Разработанная стратегия игры разделяется на стратегии защиты и нападения, таким образом, все игроки делятся на защитников, вратарей и нападающих.

Стратегия защиты робота заключается в воспрепятствовании перемещения мяча в зону защиты. Разработанная инструкция защиты заключается в выставлении робота в удачную для выбивания мяча позицию, которая определяется при помощи системы предсказания. Далее путем анализа поведения мяча вычисляется его скорость перемещения, если она ниже определенного значения, то после пересечения мячом линии защиты робот применяет инструкцию перемещения мяча

из зоны защиты, если же скорость довольно высока, то робот реализует рикошет мяча своим корпусом, а далее применяет инструкцию перемещения мяча из зоны защиты. Для эффективности защиты робот перемещается вертикально, т.е. повороты робота не используются для наименьшего времени перемещения робота в заданную точку на установленной ему линии перемещения.

Стратегия нападения заключается в поиске роботом удачной позиции для забивания мяча в ворота и перемещения этого мяча в удачную точку в воротах противника. В разработанной стратегии это реализовано несколькими инструкциями. Инструкция поиска удачной позиции для забивания перемещает робота вдоль линии нападения до тех пор, пока отклонение мяча от траектории забивания не будет меньше определенного параметра. Траектория забивания выстраивается из расчета наиболее удачного забивания мяча в ворота, минуя вратаря. После того как робот нашел удачную позицию для забивания мяча, запускается инструкция перемещения мяча в ворота, реализующая движение робота с мячом в захвате в место в воротах с определенным ускорением, для того чтобы удержать мяч. Место назначения в воротах может меняться в зависимости от положения вратаря и вражеских защитников.

ЛИТЕРАТУРА

1. Рассел С., Норвиг П. Искусственный интеллект современный подход. 2-е изд. М., 2006.
2. Лорьер Жан-Луи. Системы искусственного интеллекта. М., 1991.
3. Нейронные сети [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://www.neuroproject.ru/neuro.htm, свободный.

ИМИТАЦИОННАЯ СИСТЕМА КОСВЕННОГО ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ В ДИНАМИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ

Д.Н. Ковтонюк, студент 5-го курса, каф. АПП
г. Красноярск, Сибирский федеральный университет,
т. (8-391) 213-35-19, 1Dimko@mail.ru

В современном промышленном и сельскохозяйственном производстве, на транспорте, в строительстве и коммунальном хозяйстве, в быту применяются самые разнообразные технологические процессы, для реализации которых человеком созданы тысячи различных машин и механизмов. С помощью этих рабочих машин и механизмов осуществляется добыча полезных ископаемых, обрабатываются различные материалы и изделия, перемещаются люди, предметы труда, жидкости,

газ и реализуются многие другие процессы, необходимые для жизнеобеспечения человека.

На сегодняшний момент одним из самых актуальных направлений исследований является создание энергосберегающих технологий. Проблеме энергосбережения посвящено множество разработок.

Одними из самых энергоемких потребителей и преобразователей энергии являются электроприводы, широко используемые во всех отраслях народного хозяйства. В связи с этим вопросы повышения эффективности их работы имеют особенно большое практическое значение. Оптимизация управления электроприводами переменного тока позволяет снижать потери электроэнергии при работе двигателя. Это подтверждает актуальность изучения таких задач и создания программного обеспечения для их решения.

Целью настоящей работы является разработка алгоритмов и создание программных приложений, имитирующих косвенное векторное управление асинхронным двигателем в режиме разгона.

Математическая модель управления асинхронным двигателем представляет собой задачу минимизации потерь электроэнергии, выражаемых функционалом:

$$P=\int_0^T\left(m\left|\overline{I_a}\right|^2 r_0+m\Delta U_{\text{щ}}\left|\overline{I_a}\right|\right)dt\to\min, \tag{1}$$

при условиях

$$\begin{cases}\dfrac{dI_{S1}}{dt}=a_{11}I_{S1}+a_{12}I_{S2}+\dfrac{1}{L'_S}U_{S1},\\[2ex] \dfrac{dI_{S2}}{dt}=a_{21}I_{S2}-a_{22}I_{S1}+\dfrac{1}{L'_S}U_{S2},\end{cases} \tag{2}$$

$$I_{S1}\big|_{t=0}=I_1^0,\quad I_{S2}\big|_{t=0}=I_2^0, \tag{3}$$

$$\bar{I}_1\equiv(I_{S1},I_{S2})=T\cdot\bar{I}_a, \tag{4}$$

$$I_{S1}\ge 0,\quad I_{S1}\ge 0,\quad U_{S1}\ge 0,\quad U_{S2}\ge 0, \tag{5}$$

где $\overline{I_a}=(I_\alpha,I_\beta,I_\gamma)$; m – масса установки; r_0 – активное сопротивление фазы обмотки при расчетной температуре; $\Delta U_{\text{щ}}$ – падение напряжения в скользящем контакте; $\overline{I_a}$ – вектор силы тока; U_{S1}, U_{S2} – составляющие напряжения управления; I_{S1}, I_{S1} – составляющие вектора тока статора $\overline{I_1}$; T – матрица преобразования трехфазной в двухфазную систему; постоянные коэффициенты a_{ij} зависят от характеристик двигателя.

В режиме запуска электропривода ускорение вращения поля статора постоянно. Следовательно, согласно уравнению равновесия момент двигателя $\overline{M}_{\text{д}}$ отличается от момента сопротивления $\overline{M}_{\text{с}}$ на величину *JC*, т. е.

$$\overline{M}_{\text{д}} = \overline{M}_{\text{с}} + J\overline{C}. \tag{6}$$

Момент двигателя пропорционален векторному произведению магнитного потока $\overline{\Phi}$ на вектор силы тока $\overline{I}_a$, а именно:

$$\overline{M}_{\text{д}} = K \cdot (\overline{I_a} \times \overline{\Phi}), \tag{7}$$

где *K* – коэффициент трансформации ЭДС. Тогда в силу (6), (7)

$$\left|\overline{I_a}\right| = \frac{\left|\overline{M}_{\text{с}} + J\overline{C}\right|}{K \cdot \left|\overline{\Phi}\right| \cdot \sin(\overline{I_a}, \overline{\Phi})}. \tag{8}$$

Потери в щеточных контактах

$$\int_0^T m \Delta U_{\text{щ}} \left|\overline{I}_a\right| dt$$

незначительны и постоянны, поэтому главной задачей является оптимизация потерь в обмотках, т. е. задача минимизации функционала

$$P_1 = \int_0^T m \left|\overline{I_a}\right|^2 r_0 dt.$$

Подставляя выражение (8) для вектора силы тока в функционал потерь (1), получим

$$P_1 = \int_0^T \left(\frac{m r_0 \left|\overline{M}_c + J\overline{C}\right|^2}{K \cdot \left|\overline{\Phi}\right|^2 \sin^2(\overline{I_a}, \overline{\Phi})} \right) dt.$$

Поскольку все величины, входящие в функционал P_1, кроме $\sin(\overline{I_a}, \overline{\Phi})$, известны, из выведенных соотношений видно, что минимум потерь достигается при такой стратегии управления, при которой в каждый момент времени

$$\sin(\overline{I_a}, \overline{\Phi}) = 1. \tag{9}$$

В этом случае электромагнитный момент будет максимальным.

Таким образом, задача выработки оптимальной стратегии сводится к задаче управления (2)–(5), (9), которая заключается в определении управляющих воздействий $U = (U_{S1}, U_{S2})$, поддерживающих электромагнитный момент на максимальном уровне, т.е. при условии (9).

Для расчета управляющих воздействий была использована схема косвенного векторного управления. На основе этой схемы и математи-

ческой модели (2)–(5), (9) был создан компьютерный имитатор косвенного векторного управления асинхронным электродвигателем в динамическом режиме.

При косвенном векторном управлении отсутствуют регуляторы тока и момента, могут также отсутствовать датчики скорости. Обратная связь в электроприводе осуществляется через электрический угол поворота φ_1 вектора потокосцепления (магнитного потока). Получается так называемая «бездатчиковая» система векторного управления, в которой отсутствуют машинные датчики, и вся информация, необходимая для функционирования системы, обеспечивается электрическими датчиками, измеряющими мгновенные значения напряжений и токов в выходных фазах преобразователя частоты. С помощью значений модуля магнитного потока и момента сопротивления находятся управляющие напряжения, обеспечивающие соблюдение условия (6). Расчет управляющих воздействий $U = (U_{S1}, U_{S2})$ производится в предположении, что магнитный поток постоянен: $|\bar{\Phi}| = \text{const}$.

Предполагается использование разработанного имитатора в учебном процессе при курсовом и дипломном проектировании.

СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЖЕСТКИХ МОДЕЛЕЙ ГОЛОВЫ ЧЕЛОВЕКА ПРИМЕНИТЕЛЬНО К ЗАДАЧЕ ОТСЛЕЖИВАНИЯ ГОЛОВЫ НА ВИДЕОКАДРАХ

О.А. Кривцов, аспирант, А.М. Кориков, д.т.н., проф., зав. каф. АСУ
г. Томск, ТУСУР, каф. АСУ, olegkrivtsov@mail.ru

Имеется программная система для отслеживания головы человека на видеокадрах [1] под названием Head Tracking Demo, доступная по адресу http://headtracking.googlepages.com. Система моделирует голову человека с помощью одной из четырех геометрических трехмерных поверхностей, покрытых текстурным изображением (рис. 1): модели Candide-3, цилиндра, эллипсоида и плоского прямоугольника.

Краткая схема работы системы состоит в следующем:

1. На первом кадре детектором лица находится приблизительная прямоугольная область видеокадра, на которой находится лицо.

2. По полученным от детектора данным инициализируется модель головы (задается ее положение в пространстве и размеры, текстурное изображение для поверхности модели, а также матрица перспективной проекции).

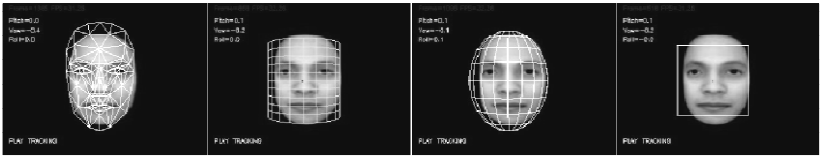


Рис. 1. Модели головы человека

3. Для каждой последующей пары видеокадров (1-го и 2-го, 2-го и 3-го, i-го и (i+1)-го) находятся параметры межкадрового перемещения модели головы, после чего положение модели в пространстве обновляется таким образом, чтобы наилучшим образом соответствовать текущему видеокадру. При этом текстурное изображение модели не обновляется (оно статично).

Проведем сравнительный анализ данных четырех моделей головы.

Постановка эксперимента. В качестве входных данных для эксперимента возьмем набор видеопоследовательностей, доступных на сайте института робототехники Университета Бостона, США (http://www.cs.bu.edu/groups/ivc/HeadTracking).

На данных видеоклипах засняты 5 персон, кратко обозначим их jim, jam, llm, ssm и vam (рис. 2). Имеем по 9 клипов на персону. Каждый видеоклип содержит по 200 кадров. Пользователь сидит перед камерой, укрепленной на экране монитора компьютера, при этом двигая головой и совершая вращательные движения головой. Итого имеем 45 видеоклипов.

Рис. 2. Видеокадры из клипов, используемых в эксперименте

С помощью устройства «Flock of Birds», прикрепляемого на голову пользователя, для каждого i-го кадра видеопоследовательностей были эмпирически определены оценки α_i, β_i и γ_i углов поворота

головы вокруг осей системы координат наблюдателя. Эти оценки углов будем считать эталонными.

Эксперимент заключается в следующем:

1. Установим в качестве модели головы Candide-3 и проведем отслеживание головы человека на каждом из 45 входных видеоклипов. Для каждого обработанного *i*-го видеокадра запишем в текстовый файл определенные нашей системой текущие значения углов поворота головы $\hat{\alpha}_i$, $\hat{\beta}_i$, $\hat{\gamma}_i$.

2. Повторим шаг 1 для каждой из оставшихся моделей головы: цилиндра, эллипсоида и прямоугольника.

Сравним точность приведенных выше моделей головы с помощью трех критериев, приведенных ниже (1)–(3):

$$E_1 = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left((\alpha_i - \hat{\alpha}_i)^2 + (\beta_i - \hat{\beta}_i)^2 + (\gamma_i - \hat{\gamma}_i)^2\right); \quad (1)$$

$$E_2 = \frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left(|\alpha_i - \hat{\alpha}_i| + |\beta_i - \hat{\beta}_i| + |\gamma_i - \hat{\gamma}_i|\right); \quad (2)$$

$$E_3 = \frac{1}{3N}\sum_{i=1}^{N}\left(E^1{}_3 + E^2{}_3 + E^3{}_3\right), \quad (3)$$

где $$E^1{}_3 = \frac{(\alpha_i - M\alpha_i)(\hat{\alpha}_i - M\hat{\alpha}_i)}{\sqrt{D\alpha_i}\cdot\sqrt{D\hat{\alpha}_i}};$$

$$E^2{}_3 = \frac{(\beta_i - M\beta_i)(\hat{\beta}_i - M\hat{\beta}_i)}{\sqrt{D\beta_i}\cdot\sqrt{D\hat{\beta}_i}};\ E^3{}_3 = \frac{(\gamma_i - M\gamma_i)(\hat{\gamma}_i - M\hat{\gamma}_i)}{\sqrt{D\gamma_i}\cdot\sqrt{D\hat{\gamma}_i}}.$$

Целесообразность сравнения по трем критериям объясняется тем, что критерий (1) хорошо работает при малых рассогласованиях, критерий (2) – при сравнительно больших рассогласованиях, критерий (3) имеет тот же смысл, что и коэффициент корреляции.

Вычисленные значения критериев сведены в таблицу.

Вычисленные значения критериев (1)–(3)

№ критерия	Candide-3	Цилиндр	Эллипсоид	Плоскость
1	91.72	106.48	130.52	495.73
2	10.98	11.35	11.46	22.44
3	0.67	0.64	0.58	0.50

По критерию (1) наилучший результат достигается с использованием модели Candide-3. Результат цилиндрической и эллипсоидальной моделей головы несколько уступает Candide-3. Использование плоского прямоугольника в качестве модели головы дает наихудший результат, значительно уступая первым трем моделям головы. Преимущество

модели Candide-3 можно объяснить тем, что она лучше других аппроксимирует форму головы человека.

Результаты эксперимента и выводы. Так как в ходе эксперимента наблюдались значительные рассогласования (в моменты значительных поворотов головы вне плоскости изображения), то, вероятно, критерий (2) более хорошо подходит для сравнения моделей. Критерий (2) также показал превосходство модели Candide-3 над цилиндром и эллипсоидом, а также значительное отставание плоского прямоугольника.

Максимальное значение критерия (3) наблюдается для модели Candide-3, что говорит о том, что оценки, полученные с помощью этой модели, более других коррелируют с эталонными оценками.

ЛИТЕРАТУРА

1. Кривцов О., Кориков А. Отслеживание положения головы человека в пространстве на основе анализа видеокадров / Докл. Том. гос. ун-та систем управления и радиоэлектроники. Томск: Изд-во ТУСУР. 2008. № 2(18), ч. 2. С. 32–39.

АНАЛИЗ И ОБРАБОТКА СПЕКТРОСКОПИЧЕСКИХ ДАННЫХ

А.Ф. Купрейчик, студент 6-го курса ФЭТ

г. Томск, ТУСУР, т. 8-923-495-29-57, lion-comp@mail.ru

В настоящее время все больший интерес для науки представляют наноразмерные структуры. Наиболее важным аспектом можно считать измерение и контроль параметров подобных структур, необходимые как при их изучении, так и при получении. Перспективными в данном приложении считаются оптические методы исследования, такие как спектроскопия и эллипсометрия.

Спектроскопические исследования могут предоставить множество интересной и полезной информации об образце. Однако интерпретация получаемых данных не всегда так проста. Объем данных, получаемых в результате спектрального измерения, в общем случае достаточно велик, посему обработку этих данных ведут с применением ЭВМ. Производители оборудования оснащают свои программные комплексы некоторым набором реализованных алгоритмов обработки, однако эти программные комплексы не всегда охватывают весь спектр аналитических задач. Также стоит отметить тот факт, что программное обеспечение разных фирм очень редко может быть состыковано в один комплекс, так как не поддерживает даже общего формата хранения данных.

Очень часто в пределах одной лаборатории приходится использовать оборудование разных фирм. При этом объединение результатов, полученных с разных приборов, становится нетривиальной задачей.

В рамках данного проекта решается задача создания вычислительной среды для обработки спектральных данных, поддерживающей наиболее полный комплекс аналитических алгоритмов, а также способной объединить приборы в единый аналитический аппарат.

Основной целью, поставленной при задумке проекта, была реализация сложных алгоритмов анализа, таких как метод Крамерса–Кронига. Однако позже было решено расширить круг задач.

Проект предполагает разработку ПО, включающего следующие алгоритмы анализа:

– простые операции (сложение/вычитание и слияние спектров, преобразования координатных систем);

– нормировка, сглаживание, интерполяция и фильтрация;

– коррекция интерференционных искажений;

– анализ по методу Крамерса–Кронига;

– определение ширины оптической щели полупроводников;

– количественный анализ материалов по спектрам поглощения.

Наиболее сложным и интересным должно считать анализ по *методу Крамерса–Кронига*. Данный метод позволяет получить из энергетического спектра отражения, содержащего только модуль реального коэффициента отражения ($R = |r|^2$), спектр комплексной величины $r(\omega)$. Для этого применяются интегральные соотношения вида (1):

$$\theta(\omega)=\frac{2\omega}{\pi}P\int_0^{\infty}\frac{\ln\rho(\omega')}{\omega'^2-\omega^2}d\omega', \quad \ln\rho(\omega)=\ln\rho(i)+\frac{2}{\pi}P\int_0^{\infty}\frac{\omega'\theta(\omega')}{\omega^2-\omega'^2}d\omega', \qquad (1)$$

где ρ и θ – соответственно модуль и фаза комплексного коэффициента поглощения ($r=\rho\cdot e^{i\theta}$).

Используя полученный спектр комплексной величины, можно определить оптические параметры образца на различных длинах волн излучения, т.е. получить спектры показателей преломления (n) и поглощения (k) материала.

В общем случае комплексный показатель преломления $N = n + ik$ связан сложными соотношениями Френеля (2) и Снеллиуса (3). Несмотря на то, что в некоторых частных случаях он может быть выражен аналитически, задача вычисления N согласно известному значению r является одной из основных, так как создание условий для упрощенного аналитического решения ограничено конструкцией аппаратуры и не всегда достижимо:

$$r(\omega)=\sqrt{\frac{r_p^2(\omega)+r_s^2(\omega)}{2}},$$

$$r_p(\omega)=\frac{N(\omega)\cos\varphi_0-n_0\cos\varphi_1(\omega)}{N(\omega)\cos\varphi_0+n_0\cos\varphi_1(\omega)}, \qquad (2)$$

$$r_s(\omega)=\frac{n_0\cos\varphi_0-N(\omega)\cos\varphi_1(\omega)}{n_0\cos\varphi_0+N(\omega)\cos\varphi_1(\omega)},$$

$$N(\omega)\cos\varphi_1(\omega)=n_0\sin\varphi_0\,. \qquad (3)$$

Также при внимательном рассмотрении соотношений (1) видно, что интегрирование должно производиться по всей спектральной области. Это порождает дополнительную проблему экстраполяции спектров. Впрочем, как показано в [3], при достаточно большой ширине наблюдаемого спектра вычисление спектра фазы только по данным измеренного интервала дает достаточно малую ошибку и применение простых экстраполяций только искажает результат.

Для расширения возможностей анализа принято решение использовать спектры, объединяющие данные, полученные на спектрометрах различного класса. Это послужило толчком к развитию идеи создания универсального программного продукта.

Проект предполагает поддержку форматов данных, используемых в продуктах OceanOptics, AvaSoft, а также в программном обеспечении спектрометров марки Инфралюм.

На данный момент проект реализован частично, ведется его активная разработка для исследовательской лаборатории кафедры физической электроники ТУСУР.

ЛИТЕРАТУРА

1. Шелпакова И.Р., Юделевич И.Г., Аюпов Б.М. Послойный анализ материалов электронной техники. Новосибирск: Наука, 1984.

2. Некоторые проблемы физики и химии поверхности полупроводников / Под ред. А.В. Ржанова. Новосибирск: Наука, 1972.

3. Структура и физико-химические свойства неорганических стекол / Под ред. А.Г. Власова, В.А. Флоринской. Л.: Химия, 1974. 300 с.

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ПРОСТЫХ *N*-ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ В ЗАДАЧЕ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ НА ИЗОБРАЖЕНИИ

К.А. Матышева, студентка 5-го курса,
И.А. Цильковский, ассистент каф. ПС и БД
г. Новосибирск, НГТУ, т. 346-06-00, xenia.m@ngs.ru

В настоящее время в связи со стремительным развитием цифровых форматов хранения фото- и видеоинформации перспективной является задача распознавания объектов на цифровых изображениях. Она возникает во многих областях, особенно в структурах охраны и безопасности, где необходима обработка изображений, содержащих в себе лица людей.

Данная задача включает в себя два этапа: обнаружение и распознавание изображений. Задача обнаружения изображений проверяет принадлежность изображения классу лиц, а задача распознавания выделяет среди известного заранее множества лиц одного объекта, которому и соответствует рассматриваемое лицо.

Рассмотрим задачу обнаружения лица на изображениях.

Существует множество алгоритмов обнаружения лиц. Вопрос выбора метода непрост, и, возможно, ответом на него могло бы стать исследование наиболее известных методов путем их реализации и сравнения между собой. Но в силу огромной трудоемкости этого пути такое исследование проводиться не будет.

Для выбора метода введем некоторые ограничения. Методу должны быть присущи:

- высокая скорость;
- высокая точность обнаружения.

Одним из методов, удовлетворяющих указанным условиям, является метод простых *n*-прямоугольных признаков.

Метод простых *n*-прямоугольных признаков. Алгоритм был предложен авторами Viola и Jones в 2001 г. (второе название метода – алгоритм Viola-Jones). Он способен классифицировать поступающие изображения на два класса: «объект» и «не объект». Алгоритм требует предварительного обучения классификатора в режиме обучения с учителем.

Основные понятия, используемые в методе:

- *n*-прямоугольные признаки;
- интегральное изображение;
- сумма прямоугольных областей;
- алгоритм обучения.

***N*-прямоугольные признаки.**

Все обнаружение основывается на значениях простых признаков. Рассмотрим подробнее, что же такое признак.

Признак – характерная особенность изображения. На каждом изображении вычисляется набор таких особенностей, на основании которых потом определяется принадлежность или непринадлежность изображения классу лиц. Различные типы признаков изображены на рис. 1.

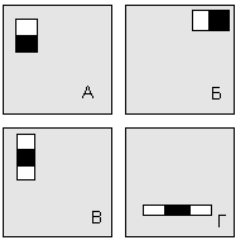


Рис. 1. Виды признаков:
А, *Б* – двухпрямоугольные;
В, *Г* – трехпрямоугольные

Интегральное изображение. Для быстрого вычисления признаков используется интегральное изображение. Значением интегрального изображения точки (*x*, *y*) является сумма всех пикселей, находящихся выше и левее ее. Интегральное изображение используется для вычисления сумм прямоугольных областей.

Алгоритм обучения. На начальном этапе реализации алгоритма обнаружения используем алгоритм, который сможет найти признаки с минимальным значением для определения, есть лицо или нет на изображении 100×100. Этапы алгоритма:

1. Генерация признаков (ограничение на размер, т.к. нецелесообразно использовать слишком большие или маленькие признаки).
2. Загрузка в массив учебных данных (100×100 пикселей).
3. Вычисление суммы (обозначим за Sum) разностей всех сумм прямоугольных областей изображений и признака (обозначим за S[i], i – количество изображений). Sum = S[i]; (полученную величину нормируем на интервал [0, 1]).
4. Нахождение признака с минимальным значением, полученным в п. 3 (обозначим за Min).

Было проведено обучение на множестве изображений из 100 лиц и 100 не лиц размером 100×100. По полученным признакам (рис. 4) сделали проверку на выборке из 30 изображений лиц и 30 не лиц на точность определения, является ли «картинка» лицом или не лицом, и получили следующие результаты:

Результаты проверки «лицо/не лицо»

30 изображений лиц	30 изображений не лиц
Правильно определено 96%	Правильно определено 93%

Проверка показала хороший результат. Теперь попробуем поиск лица на изображении произвольного размера (будем называть это сканированием изображения с окном поиска), но на начальной стадии учтем, что лица должны быть приблизительно 100×100 пикселей.

Чтобы найти лицо, все изображение сканируется с определенным шагом (в нашем случае шаг равен 4), и к каждому из окон поиска применяется алгоритм обнаружения.

На рис. 2 можно увидеть результат, получаемый при сканировании изображения большого размера.

Рис. 2. Лица, найденные на больших изображениях

Как видно, сканирование дает положительные результаты, а именно – находит лицо на большом изображении. Можно заметить, что обнаруживается не одно лицо, а несколько близкорасположенных. Эта проблема для дальнейших исследований и в рамках данной статьи рассматриваться не будет.

ЛИТЕРАТУРА.

1. Viola P., Jones M. Rapid Object Detection using a Boosted Cascade of Simple Features – http://www.cs.utexas.edu, 2001.

ВЕРИФИКАЦИЯ ЧЕЛОВЕКА ПО ИЗОБРАЖЕНИЮ ЛИЦА

Р.А. Мирсаитов, студент 5-го курса,
Т.А. Гультяева, ассистент каф. ПС и БД
г. Новосибирск, НГТУ, т. 346-06-00, gult_work@mail.ru

В данной работе рассматривается проблема верификации человека по изображению лица с использованием модели смесей распределений:

$$f(X,\Theta)=\sum_{j=1}^{M}\pi_j f_j\left(X;\Theta(j)\right),$$

где M – количество кластеров модели; π_j – вероятность появления элемента j-го кластера; $f_j\left(X;\Theta(j)\right)$ – функция плотности нормального распределения наблюдений, принадлежащих j-му кластеру.

Верификация – это сравнение, при котором биометрическая система пытается верифицировать личность человека. В этом случае новый биометрический образец сравнивается с ранее сохраненным образцом. Сравнивая эти два образца, система подтверждает, что этот человек действительно тот, за кого он себя выдает.

Задачу верификации можно разделить на два этапа:

1. Обучение модели пользователя (получение параметров модели) по некоторой базе данных, содержащей фотографии людей.

2. Верификация некоторой тестовой фотографии лица.

На этапе обучения EM алгоритм применяется как для конкретного клиента (результатом является модель клиента), так и для общей базы клиентов (результатом является совокупная модель, которую будем называть модель «не клиента»).

Непосредственно верификация организована как сравнение целевой функции (функция правдоподобия), построенной по верифицируемой модели для тестового изображения с:

- максимальной целевой функцией среди всех целевых функций, построенных по имеющимся моделям для тестового изображения; обозначим этот способ верификации как способ MAX;
- усредненным значением по всем целевым функциям, построенным по имеющимся моделям для тестового изображения; обозначим этот способ верификации как способ AVG;
- целевой функцией, построенной по общей модели для тестового изображения; обозначим этот способ верификации как способ TOTAL.

О качестве верификации можно судить по таким показателям, как FAR – вероятность принять ложное предположение; FRR – вероятность отвергнуть истинное предположение; HTER – усредненный показатель ошибок FRR и FAR.

Параметрами, которыми мы можем влиять на качество верификации, являются M – количество кластеров, на которые распределяются наблюдения; t – допустимая разница при сравнении целевых функций. Исследования способа MAX показали, что качество верификации прямо зависит от количества кластеров и начинает мало изменяться после M = 6 (рис. 1). Оптимальное значение порога t = 20 для 6 кластеров, при котором FAR = 1,66; FRR = 1,73; HTER = 1,66.

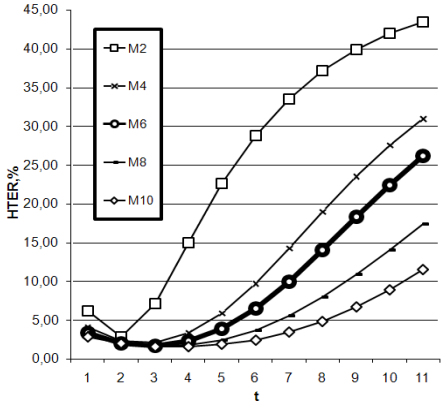


Рис. 1. Зависимость HTER от количества кластеров *M*, способ MAX

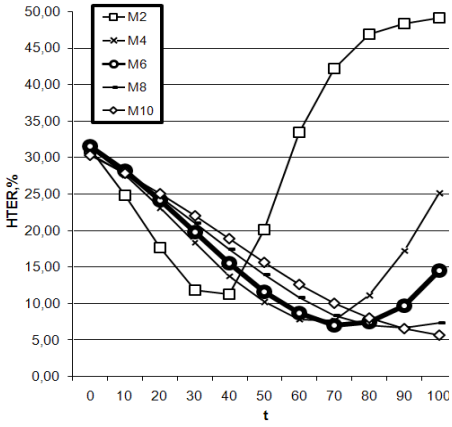


Рис. 2. Зависимость HTER от количества кластеров *M*,способ AVG

Второй способ AVG является менее качественным в плане верификации, так как в среднее значение закладываются целевые функции самых различных моделей, как подходящих под тестовое изображение, так и плохо описывающих это изображение (рис. 2). Опять же, начиная с $M = 6$, наблюдается уменьшение изменения качества верификации от количества кластеров. Оптимальные значения при $M = 6$: $t = 70$; FAR = 9,64; FRR = 4,44; HTER = 7,04.

При исследовании способа TOTAL мы выяснили, что на любом количестве кластеров увеличение параметра t негативно сказывается на качестве верификации. Поэтому при $t = 0$ оптимальное количество кластеров $M = 6$ (рис. 3), так как в дальнейшем мы наблюдаем уменьшение зависимости HTER от M. В итоге получаем следующие показатели: FAR = 2,07; FRR = 7,00; HTER = 4,53.

Таким образом, оптимальным способом верификации по критериям качества верификации является способ MAX. Это объясняется тем, что именно на своей модели полученная целевая функция для тестовой фотографии является максимальной. Способ AVG, как и ожидалось, оказался худшим из предложенных.

Оценка времени работы каждого способа состояла из оценки времени обучения (таблица) и оценки времени распознавания. Время распознавания для каждого из методов не превосходило 10^{-3} с.

Оценка времени обучения

	MAX	AVG	
	Модель клиента*, с		Модель «не клиента»*, с
1 кластер	2,172		8,157
5 кластеров	6,959		27,84
10 кластеров	14,8		47,17

Таким образом, можем сделать вывод, что способ MAX (равный по времени работы способу AVG), использующий только модель клиента, обладает приемлемым временем распознавания (в случае локального чтения данных из базы моделей клиентов) и в совокупности работает быстрее, чем метод TOTAL, которому для распознавания также необходимо формирование модели «не клиента».

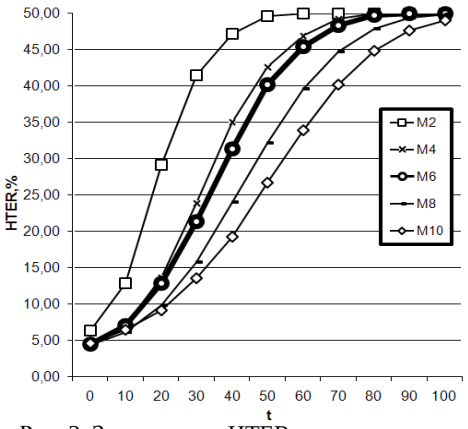


Рис. 3. Зависимость HTER от количества кластеров M, способ TOTAL

МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ

К.В. Митин, студент 5-го курса, каф. АПП

г. Красноярск, Сибирский федеральный университет,
т. (8-391) 213-35-19, alchemist@xakep.ru

Моделирование электрических и электромагнитных полей позволяет изучать электрические и магнитные потоки, что актуально как для разработки новых датчиков, так и для проектирования бездатчиковых систем регулирования электропривода. Кроме того, моделирование электрических полей, возникающих в процессе электролиза между поверхностью анода и зеркалом расплавленного металла, помогает исследовать природу взаимодействия анода с расплавленным металлом. Это позволяет оптимизировать управление процессом.

В данной работе моделируется движение заряженных частиц в электрическом поле двух электродов – катода и анода. Частицы распределены равномерно на катоде. Вылетая с катода, заряженные частицы летят по параболической траектории. Для расчета данной траектории в пространстве используются компоненты скорости и ускорения по координатам *x* и *y* (рис. 1), так как траектории движения заряженных частиц находятся в плоскостях, параллельных координатной плоскости *xy*. При отсутствии столкновений заряженные частицы перемещаются равноускоренно под действием электрического потенциала. Однако реальная траектория движения является случайной, поскольку скорость и ускорение заряженной частицы в каждой точке ее траектории зависят от случайных столкновений с другой заряженной частицей или стенкой емкости, являющейся диэлектриком. Поэтому в каждой точке рассчитывается свой вектор ускорения, который затем используется для определения скорости в этой точке.

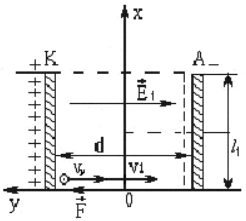


Рис. 1. Движение частицы: l_1 – длина пластин электродов; *d* – расстояние между пластинами; К и А – катод и анод соответственно

В основу математической модели движения заряженной частицы положены законы движения электрона под действием электрической силы. Для каждого участка траектории строятся отдельные уравнения движения, с помощью которых находятся координаты и скорость частицы в любой момент времени *t*.

Движение заряженной частицы от катода к аноду при параллельном расположении электродов прямолинейно.

После прохождения частицы через электрическое поле при начальной скорости $v = 0$ под действием потенциала *U* его кинетическая энергия равна $E_k = \frac{1}{2} \cdot m \cdot \nu^2 = e \cdot U$. Тогда скорость электрона $\nu = \sqrt{2 \cdot e \cdot U / m}$, т.е. скорость электрона пропорциональна корню квадратному из ускоряющего напряжения.

Если частица входит параллельно эквипотенциальным поверхностям (электродов) или под углом к ним, то он движется по параболической траектории. Происходит геометрическое сложение начальной скорости электрона и скорости, приобретаемой им в электрическом поле. Начальный радиус кривизны *r* параболической траектории электрона в поперечном поле вычисляется из выражения центростремительной силы: $e \cdot E = m \cdot \nu^2 / r$, откуда $r = m \cdot \nu^2 / e \cdot E$.

В декартовой системе координат положение частицы удобно задавать радиус-вектором $\vec{r}$, проведенным из начала отсчета (0, 0, 0):

$$\vec{r} = x \cdot \vec{i} + y \cdot \vec{j} + z \cdot \vec{k} .$$

Тогда скорость в момент времени определяется как производная радиус-вектора $\vec{r}$ по времени, т.е.

$$\vec{\nu} = \frac{d\vec{r}}{dt} = \vec{i}\,\frac{dx}{dt} + \vec{j}\,\frac{dy}{dt} + \vec{k}\,\frac{dz}{dt} = \vec{i}\,\nu_x + \vec{j}\nu_y + \vec{k}\nu_z , \qquad (1)$$

где $\vec{i}, \vec{j}, \vec{k}$ – единичные орты в направлении координатных осей. Если известны координаты и скорость системы, движущейся под действием силы, в начальный момент времени $t = t_0$, то в любой другой момент времени состояние системы можно предсказать, решив уравнения движения, которые в нерелятивистском случае имеют вид

$$m\frac{d\vec{\nu}}{dt} = \vec{F} , \qquad (2)$$

где m – масса частицы.

Будем считать, что частица, вылетевшая в момент времени t_0 из точки $(x_0, -d, 0)$ катода (см. рис. 1), имеет начальную скорость ($\vec{\nu}_0 = \nu_0, 0, 0$). Попадая в пространство между катодом и анодом, она начинает двигаться ускоренно в направлении OY к аноду под действием электрической силы $\vec{F}_1 = e \cdot \vec{E}_1$, где e – заряд электрона, а $\vec{E}_1 = (0, E_1, 0)$ – напряженность электрического поля между электродами.

Согласно уравнениям движения (2) к моменту времени t частица приобретает скорость $\vec{v}(t) = \left(v_0, \frac{e \cdot E_1}{m} \cdot t, 0 \right) = \vec{v}_1$.

Тогда кинематические уравнения движения частицы в электрическом поле имеют вид:

$$\nu_x = v_0 = \sqrt{\frac{2 \cdot e \cdot U}{m}} , \quad \nu_y = \frac{q \cdot E_1}{m} \cdot t , \quad \nu_z = 0 , \qquad (3)$$

$$x(t) = \nu_0 \cdot t + x_0 , \quad y(t) = \frac{q \cdot E_1}{m} \cdot \frac{t^2}{2} - d , \quad z = 0 . \qquad (4)$$

Моделирование потока заряженных частиц и потенциалов катода и анода осуществляется с помощью 3D эмулятора электрического поля. Эмулятор позволяет поворачивать объект под разным углом зрения. Благодаря тому, что траектории движения заряженных частиц

параболические, можно располагать электроды друг относительно друга как угодно. Эмулятор позволяет моделировать потенциалы, возникающие между заряженными плоскостями с любой плотностью заряда, как при равномерном, так и при неравномерном распределении заряда. Значение потенциалов между заряженными пластинами рассчитывается в каждой точке поля и записывается в двумерный массив *f*. Далее значения элементов массива пересчитываются по формуле

$$f(i,j)=\frac{f(i-1,j)+f(i+1,j)+f(i,j-1)+f(i,j+1)}{4},$$

где *i* – координата по оси *X*; *j* – координата по оси *Y* пространства между заряженными пластинами. Из формулы видно, что значение потенциала в каждой точке поля определяется при помощи значений потенциалов в соседних точках, нахождением среднего между ними.

При незначительной модернизации эмулятор можно использовать для моделирования электромагнитных полей.

ОБ ОДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКЕ ЗАВИСИМОСТИ ОДНОРОДНЫХ ЦЕПЕЙ

Е.В. Морозенко, аспирант каф. ИВТ
Омский государственный технический университет,
т. 8(3812) 652-498, MorozenkoEV@rambler.ru

В работе на основе наглядных графических образов (диаграмм) представлена введенная в [1] характеристика зависимости пары однородных цепей (*j*-й и *l*-й), взятых из состава данной неоднородной цепи. На наш взгляд, это позволяет соотнести субъективное суждение о степени «пространственной зависимости» элементов сопоставляемых цепей с формальной числовой характеристикой, представляющей такую зависимость.

На изображенной ниже диаграмме (рис. 1) выделена в полной неоднородной цепи «бинарно-однородная» цепь (далее – бинарная), в состав которой включены только те пары разных знаков *j* и *l* сравниваемых однородных цепей, которые определяются знаками *l*, «ближайшими справа» относительно знаков *j*.

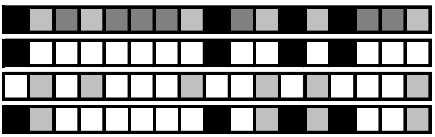


Рис. 1

Предполагается, что наличие бинарной цепи свидетельствует о такой причинно-следственной связи цепей, при которой хотя бы некоторые элементы (следствия) *l*-й цепи расположены вслед за событиями (причинами) *j*-й цепи на определенных интервалах.

Пространственная связь такого типа названа **«причинной зависимостью»** событий одной *l*-й цепи от другой *j*-й цепи.

Обозначим: $\Delta(l/j)_i$ – интервал между *i*-ми ближайшими справа знаками *l* по отношению к знакам *j*; $n(l/j)$ – число пар знаков *j* и *l*, связанных интервалами $\Delta(l/j)_i$. В примере: $\Delta(l/j)_1 = \Delta(l/j)_3 = 1$; $\Delta(l/j)_2 = 2$; $\Delta(l/j)_4 = 3$. Среднее геометрическое значение всех $n(l/j)$ установленных интервалов (бинарной цепи) $\Delta(l/j)_i$ между «смежными» элементами двух однородных цепей определено в виде

$$\Delta(l/j)_{\text{ср}} = \sqrt[n(l/j)]{\prod_{i=1}^{n(l/j)} \Delta(l/j)_i} .$$

Интервалы только между теми знаками выделенной однородной цепи *l*, которые являются «ближайшими справа» относительно знаков цепи *j*, обозначены $\Delta(l_j)_i$. В примере: $\Delta(l_j)_1 = 9$; $\Delta(l_j)_2 = 2$; $\Delta(l_j)_3 = 4$; $\Delta(l_j)_4 = 1$. Среднее геометрическое значение интервалов $\Delta(l_j)_i$ между выделенными элементами l_j в данной однородной цепи определено в виде

$$\Delta(l_j)_{\text{ср}} = \sqrt[n(l/j)]{\prod_{i=1}^{n(l/j)} \Delta(l_j)_i} .$$

При условии $\Delta(l_j)_{\text{ср}} > \Delta(l/j)_{\text{ср}}$, разность вида

$$\upsilon(l_j) = \left(1 - \frac{\Delta(l/j)_{\text{ср}}}{\Delta(l_j)_{\text{ср}}}\right)$$

представляет «избыточность» *l*-й цепи, зависимой от *j*-й. Некоторые элементы такой цепи «связаны справа» с элементами *j*-й цепи. В противном случае, при $\Delta(l_j)_{\text{ср}} \le \Delta(l/j)_{\text{ср}}$, данная разность свидетельствует об отсутствии избыточности (диаграммы *1*, *4* на рис. 2). На основе отмеченного в [1] введен **коэффициент частичной зависимости** *l*-й однородной цепи (от *j*-й цепи) в виде

$$K_1(l/j) = \frac{n(l/j)}{n_l} \cdot \upsilon(l_j) .$$

Отметим, что отношение $n(l/j)/n_l$ представляет собой **условную вероятность** события, состоящего в появлении пары знаков *l* и *j*, связанных причинной зависимостью, от появления знаков цепи *l*.

Если все элементы *l*-й цепи связаны интервалами $\Delta(l/j)_i$ с элементами *j*-й однородной цепи $n(l/j) = n_l$ (диаграммы 1–4), то оценка час-

тичной зависимости становится оценкой **полной зависимости** и определяется в виде $K_1(l/j) = \upsilon(l_j)$. Если, кроме отмеченного, числа выделенных элементов сравниваемых однородных цепях равны $n_l = n_j$, то такие цепи считаются полностью взаимозависимыми (диаграммы *3*, *4* на рис. 2).

Причинная зависимость названа **установленной**, **определенной** или **закономерной**, если размеры всех интервалов $\Delta(l/j)_i$ бинарной цепи задаются определенным операционным преобразованием. В противном случае отмечается **неопределенная причинная зависимость.** Частный случай определенной зависимости назван **фиксированной причинной зависимостью**. При этом «следование за» в бинарной цепи представлено равными интервалами $\Delta(l/j)_i = \Delta(l/j)_{cp} = \text{const}$, $i = 1, 2, \ldots, n(l/j)$. Предельный случай определенной зависимости назван **непосредственной причинной зависимостью**; при этом бинарная цепь задается единичными интервалами $\Delta(l/j)_i = 1$, $i = 1, 2, \ldots, n(l/j)$ (диаграмма *4* на рис. 2).

Наконец отметим, что наличие «сильной» причинной зависимости (диаграммы *3*, *4* на рис. 2), может быть использовано для «сжатия» информации при описании взаимного расположения элементов массива данных.

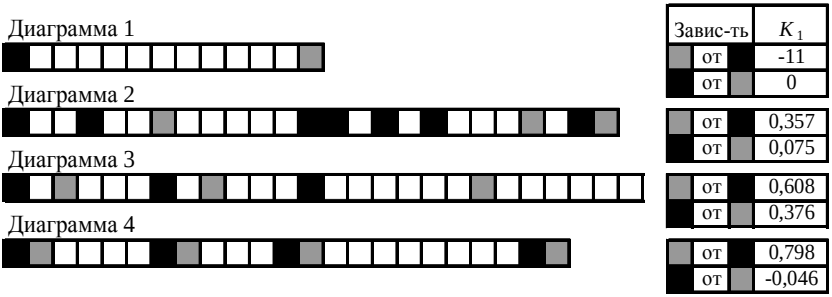


Рис. 2

Ниже, для примера, в табл. 1–2 представлены матрицы причинной зависимости однородных последовательностей только некоторых букв (из-за большого размера матриц для всего алфавита), рассматриваемых в составе следующих текстов: стихотворения «Я видел смерть…» и повести «Пиковая дама» А.С. Пушкина. Для каждой пары однородных цепей j и l в таблицах приведены отношение $n(l/j)/n_l$, избыточность $\upsilon(l_j)$ и определяемый ими коэффициент частичной зависимости K_1.

Таблица 1

«Я видел смерть…»

	E			M			H			O		
	$\frac{n(l/j)}{nl}$	$\upsilon(lj)$	$K1$	$\frac{n(l/j)}{nl}$	$\upsilon(lj)$	$K1$	$\frac{n(l/j)}{nl}$	$\upsilon(lj)$	$K1$	$\frac{n(l/j)}{nl}$	$\upsilon(lj)$	$K1$
E	0	0	0	0 810	0 757	0 613	0 742	0 799	0 593	0 549	0 697	0 382
M	0 400	0 856	0 342	0	0	0	0 452	0 823	0 372	0 390	0 859	0 335
H	0 530	0 774	0 410	0 643	0 781	0 502	0	0	0	0 439	0 797	0 350
O	0 518	0 772	0 400	0 738	0 786	0 580	0 581	0 744	0 432	0	0	0

Таблица 2

«Пиковая дама»

	E			M			H			O		
	$\frac{n(l/j)}{nl}$	$\upsilon(lj)$	$K1$	$\frac{n(l/j)}{nl}$	$\upsilon(lj)$	$K1$	$\frac{n(l/j)}{nl}$	$\upsilon(lj)$	$K1$	$\frac{n(l/j)}{nl}$	$\upsilon(lj)$	$K1$
E	0	0	0	0,759	0,858	0,651	0,597	0,782	0,466	0,440	0,764	0,336
M	0,304	0,819	0,249	0	0	0	0,335	0,838	0,281	0,263	0,837	0,220
H	0,501	0,792	0,397	0,702	0,788	0,553	0	0	0	0,439	0,790	0,347
O	0,544	0,773	0,420	0,813	0,855	0,695	0,647	0,780	0,504	0	0	0

ЛИТЕРАТУРА

1. Гуменюк А.С. О средствах анализа взаимного расположения компонентов знаковой последовательности // Мат. III Междунар. технол. конгресса. Омск: ОмГТУ, 2005. Ч. II. С. 48–52.

МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОДОЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ ТРАНСПОРТЕРНОЙ ЛЕНТЫ ВО ВРЕМЯ РАЗГОНА ЭЛЕКТРОПРИВОДА

Т.Г. Погодаева, студентка 5-го курса, каф. АПП

г. Красноярск, Сибирский федеральный университет,

т. (8-905) 973-96-26, t_pog@mail.ru

Конвейерный транспорт приобретает на открытых разработках многих стран все возрастающее значение. Применение в карьерах конвейерного транспорта характеризуется ростом его параметрических показателей. Этому сопутствует изменение и усовершенствование конструкций конвейеров и постоянное появление новых конструктивных решений. Поточный карьерный транспорт по достигнутой технико-экономической эффективности и в особенности по производительности труда во многих случаях превзошел другие виды карьерного транспорта или дает в сочетании с ними высокие показатели по результатам эксплуатации.

Известно, что стоимость конвейерной ленты составляет около 90% от стоимости конвейера. Следовательно, запуск конвейера независимо от загруженности ленты должен быть плавным с ограниченным ускорением, чтобы предотвратить пробуксовку и часто возникающий при этом пожар ленты. Это особенно важно для пуска конвейеров большой протяженности, у которых кроме опасности пробуксовки существует опасность возникновения колебательного переходного процесса в сбегающей ветви ленты, который зачастую приводит к обрыву ленты. Отсюда можно сделать вывод, что необходима система электропривода с жестким ограничением ускорения при пуске и в то же время по относительно простой схеме, так как время пуска конвейеров намного меньше времени его работы на установившейся скорости. Система электропривода постоянного тока не нашла своего применения в силу специфических условий эксплуатации (запыленность, резкие колебания температур и др.). Все чаще для мощных ленточных конвейеров применяется система электропривода с применением асинхронных двигателей.

Полезная нагрузка является одним из главных факторов, связывающих электропривод с технологическим процессом приводимого в движение механизма. Силы и моменты полезной нагрузки в различных механизмах имеют различный характер.

Динамические нагрузки возникают при изменении скорости движения механизма в результате управляющих и возмущающих воздействий.

Динамические моменты определяются величиной инерционных масс, приводимых в движение. Порядок расчета динамических моментов определяется кинематической схемой механизма. Здесь различают жесткие кинематические схемы, в которых скорость каждого звена схемы однозначно связана со скоростью вала электродвигателя, и кинематические схемы, в которых из-за наличия упругих элементов и зазоров такая жесткая связь отсутствует. В первом случае динамическая система рассматривается как одномассовая с приведением моментов инерции вращающихся частей машины и поступательно движущихся масс к валу электродвигателя. Во втором случае механическая система рассматривается как многомассовая (чаще двухмассовая).

Целью настоящей работы является задача моделирования режима запуска мощных протяженных ленточных конвейеров с барабанным приводом, осуществляемым от асинхронных двигателей. При этом целью исследований является определение законов управления и разработка технических решений, обеспечивающих наиболее благоприятные условия пуска конвейера при различных внешних воздействиях.

Протяженные конвейеры представляют собой сложную механическую систему с распределенными параметрами. Моделирование таких

систем связано с применением дифференциальных уравнений в частных производных, точное аналитическое решение которых во многих случаях трудно получить. Тем не менее динамические режимы, возникающие в процессе работы конвейеров, представляют большой практический интерес, особенно пусковой режим, так как во время запуска возникает наибольшее число аварий и обрывов транспортерной ленты.

Поскольку ширина ленты значительно меньше длины, можно пренебречь ее поперечными размерами и рассматривать как струну длины l, занимающую отрезок $[0, l]$ на оси абсцисс в декартовой системе координат. Для определения положения струны в момент времени t достаточно задать продольное смещение ленты $U = U(t, x)$ в точке.

В период t_p разгона электропривода транспортерная лента испытывает продольные колебания под воздействием движущего момента электродвигателя, которые описываются дифференциальным уравнением

$$\frac{\partial^2 U}{\partial t^2} = \frac{k}{\rho}\frac{\partial^2 U}{\partial x^2} + \frac{m}{\rho}g, \tag{1}$$

где k – модуль упругости ленты; ρ – плотность ленты; S – высота поперечного сечения или толщина ленты; mg – вес, воздействующий на ленту в точке x. В начальный момент смещение и начальное распределение скорости ленты равны нулю в каждой точке x, т.е.

$$U(x,0) = 0, \quad \frac{\partial U(x,0)}{\partial t} = 0, \quad 0 \le x \le l. \tag{2}$$

На конце $x = 0$ сила упругого сопротивления ленты на единицу ее плотности равна движущей силе электропривода:

$$-S\frac{k}{\rho}\frac{\partial U}{\partial x}\bigg|_{x=0} = I(at+b)t, \quad 0 \le t \le t_p, \tag{3}$$

где I – сила тока; a – начальное ускорение электропривода и b – это начальное натяжение ленты. В период разгона электропривода на конце $x = l$ лента остается неподвижной, т.е.

$$U\big|_{x=l} = 0, \quad 0 \le t \le t_p. \tag{4}$$

Обозначим через $\bar{D}$ область $\{(x,t) | 0 \le x \le l,\ 0 \le t \le t_p\}$. Заменим область $\bar{D}$ сеткой $\bar{\omega}_{h\tau} = \bar{\omega}_h \times \bar{\omega}_\tau$ с разбиением по x на n и по t на m частей. Для аппроксимации дифференциальной задачи (1)–(4) разностной используем разностную схему, построенную на девятиточечном шаблоне:

$$\begin{cases} y_{\bar{t}t} = \dfrac{k}{4\rho}\Lambda(y^{i,j+1} + 2\sigma y^{i,j} + y^{i,j-1}) + \dfrac{m}{S\rho}g, \quad i = 1,...,n-1,.... j = 1, ,m-1, \\ \dfrac{y^{i,1} - y^{i,0}}{\tau} = 0, \quad i = 0,1,...n, \\ y^{i,0} = 0, \qquad i = 0,1..,n, \\ -\dfrac{k(y^{1,j} - y^{0,j})}{\rho h}\Big|_{x=o} = I(at_j + b)t_j, \quad j = 2,3,...m \\ y^{n,j} = 0, \quad j = 2,...,m, \end{cases}$$

где $\Lambda y = y_{\bar{x}x}$.

На основе данной математической модели было создано программное приложение и проведен численный эксперимент для промышленного электродвигателя и транспортера.

РАЗРАБОТКА ЭЛЕКТРОННЫХ УЧЕБНИКОВ

М.В. Степаненко, И.Б. Полукеев
г. Томск, ТУСУР

Современный уровень компьютеризации позволяет и предполагает использовать в процессе обучения студентов электронные учебники. Современные языки программирования имеют большие возможности по созданию таких учебников. Основное требование, предъявляемое к таким программным продуктам, – возможность использования на компьютерах любой конфигурации.

У современной учебной литературы в бумажном виде можно подчеркнуть основные ее недостатки:

1. Отсутствие достаточного количества в библиотеках (по причине дороговизны), быстрый износ основного фонда библиотеки.

2. При объемном издании технической литературы отсутствие наиболее полных и качественных учебников.

3. Современные учебники, в частности связанные с программированием и компьютерной техникой, обладают огромным недостатком – громоздкостью, а также большой массой, что не вызывает желания к частому использованию данной литературы.

Решение большинства этих проблем лежит в создании электронных учебников.

В рамках группового проектного обучения (ГПО) нашей группой был разработан электронный учебник по дисциплине «Математическое моделирование».

Рассмотрим структуру электронных изданий на примере учебника по математическому моделированию, используемого при обучении студентов старших курсов технических вузов.

Главная страница одержит три вкладки, соответствующие трем тематическим главам «реальных» учебников, отображает название учебника, его авторов (разработчиков), а также организацию, осуществляющую разработку.

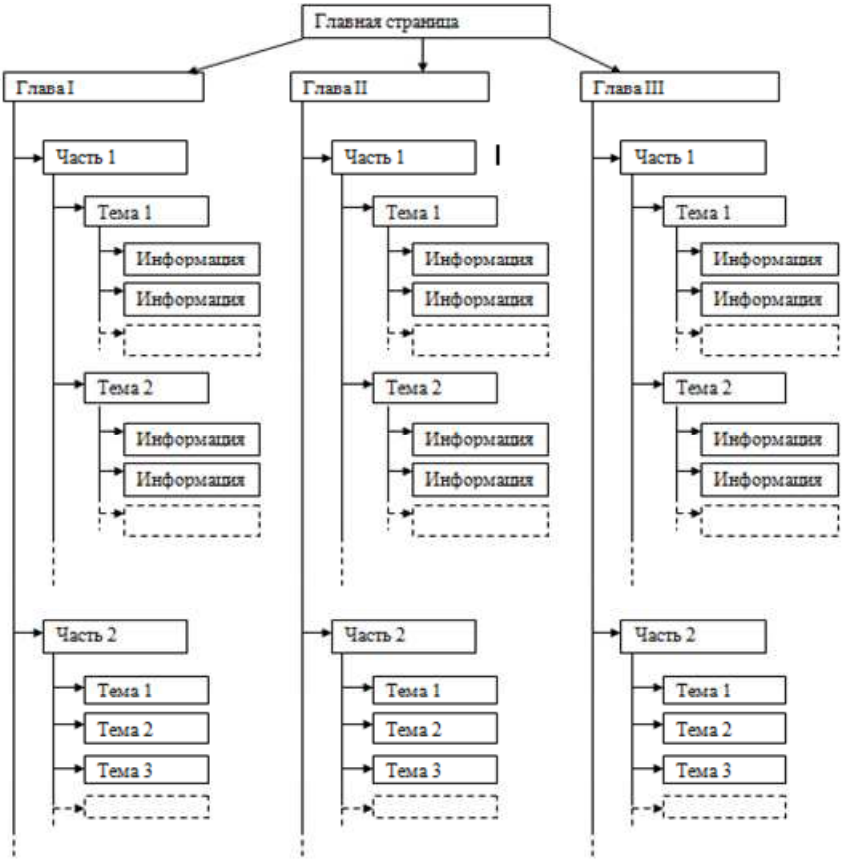


Рис. 1. Структура электронного учебника

При выборе главы пользователю предлагаются темы, оформленные в виде гиперссылок. В зависимости от выбранной темы открывается рабочее поле, содержащее информацию по данной теме учебника. В тексте, отображаемом на экране, содержатся термины и ссылки на различные разделы учебника.

В качестве языка для разработки был выбран язык XHTML, являющийся симбиозом языка гипертекстовой разметки HTML и языка XML. К основным достоинствам этого языка относятся:

1. Учебники, реализованные на данном языке не требовательны к аппаратной конфигурации компьютера.
2. Объем учебника достаточно мал, что позволяет его легко размещать и скачивать из сети Internet.
3. В электронных учебниках могут быть реализованы функции поиска по терминологии и отдельным разделам с возможностью быстрого перехода на соответствующие страницы.

Учитывая вышеизложенное, можно говорить о том, что язык XHTML на данный момент является наиболее удобным для реализации подобных учебников.

В данный учебник включены все разделы, соответствующие государственным образовательным стандартам при подготовке квалифицированных специалистов по инженерным специальностям.

ЛИТЕРАТУРА

1. Симонович С.В. Информатика. Базовый курс: Учеб. пособие для студентов втузов. СПб.: Питер, 2001. 640 с.
2. Наварро Э. XHTML: Учеб. курс. СПб.: Питер, 2001. 336 с.
3. Очков В.Ф. Mathcad 8 Pro для студентов и инженеров: Учеб. пособие. М.: Компьютер-Пресс, 1999. 523 с.

СИСТЕМА МОДЕЛИРОВАНИЯ МЕЖКЛЕТОЧНОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ГЕНОВ

В.А. Рекубратский, М.А. Короткова
г. Москва, Центр «Биоинженерия» РАН, т. 8-903-536-43-69, vrecobra@gmail.com

Развитие любого организма определяется, прежде всего, работой и взаимодействием его генов. И если состав геномов многих организмов на сегодняшний момент известен, то вопросы взаимодействия генов до сих пор изучены слабо. Это объясняется в первую очередь тем, что о взаимодействии можно судить зачастую только по косвенным признакам – изменению динамики активности генов при искусственном подавлении способности к работе некоторых из них. Ежегодно

выходит множество работ, в которых на основании экспериментальных данных, т.е. изучения отклонений в развитии организмов с подавлением функций некоторых генов (мутантных организмов), делаются предположения о взаимосвязи генов. Для описания взаимосвязи всего множества генов организма или какого-то их подмножества часто прибегают к построению генной сети. Генная сеть – это ориентированный граф, вершинами которого являются гены, а дугами – процессы взаимодействия генов. Таким образом, результатом работы исследователя, изучающего вопросы взаимодействия генов, можно считать генную сеть, включающую некоторое подмножество генов некоторого организма. К сожалению, часто генная сеть, построенная на основании одних экспериментальных данных, может плохо согласовываться с другими данными. Возникают и такие ситуации, когда данные, на которые опирается исследователь, допускают построение нескольких вариантов генной сети. Для выявления наиболее точно соответствующего действительности варианта необходима проверка полученных генных сетей на предмет согласования с другими экспериментальными данными.

В сложившейся ситуации четко выявляется одна из задач по автоматизации работы исследователя – необходимо создать систему, моделирующую взаимодействие и жизнедеятельность клеток организма на основании заданной генной сети, выполняя тем самым проверку согласованности этой сети и экспериментальных данных.

Предложена система моделирования, учитывающая как состояние генов в клетках организма, так и межклеточные взаимодействия. Работа генов в различных клетках может иметь разный эффект на развитие организма: рост и деление клеток, дифференциация тканей органов и др. Каждый эффект в модели сводится к изменению тех или иных параметров клетки. В итоге каждая клетка имеет свое состояние, которое меняется в процессе развития организма в соответствии с единой схемой взаимодействий – генной сетью. Для описания как процессов взаимодействия генов, так и эффектов, оказываемых генами на развитие организма, используется единый механизм, описывающий правила изменения параметров клеток и состояния их генов. Проведена программная реализация системы моделирования. Программа позволяет пользователю построить генную сеть, задать некоторые количественные характеристики процессов взаимодействия генов и жизнедеятельности клеток, а также начальное состояние клеток организма. После этого пользователь может наблюдать за функционированием модели и динамикой активности генов на трехмерном макете и по графикам.

С помощью созданной системы были успешно промоделированы некоторые процессы генетического контроля развития растения

Arabidopsis thaliana, а также инфицирования и развития вируса гепатита С (HCV) в клетках организма.

Работа поддержана Студенческим инкубатором высоких технологий Технопарка МИФИ в рамках программы «УМНИК-07».

МЕТОД ТЕСТИРОВАНИЯ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ НА НАЛИЧИЕ ОТКАЗОВ

Д.В. Ременников, магистрант ФИТ и КС, каф. ИВТ
г. Омск, ОмГТУ, rem-dima@yandex.ru

В настоящее время большое распространение получили системы, основанные на использовании искусственных нейронных сетей. Примером этому служит существование систем распознавания, локации, принятия решений, использование устройств регулирования, оптимального управления и т.д.

Однако любое устройство подвержено отказам. Отказ в устройстве, основанном на нейронных сетях, в домашних бытовых приборах (стиральные машины–автоматы, пылесосы и др.) приведет к незначительным неблагоприятным последствиям, в то время как выход устройства управления АЭС или ТЭС может привести к катастрофе. Исходя из этого, можно сделать вывод о необходимости применения средств тестирования для подобных систем управления. Отметим, что скорость выявления отказа в рассмотренных устройствах играет решающую роль.

В данной работе рассматривается метод тестирования устройств, построенных на базе нейронных сетей. Структура нейронной сети – слоистая, послойно-полносвязная прямого распространения.

В работе будем использовать следующие понятия:

Тип отказа – это описание поведения элемента при его отказе.

Отказ нейронной сети. Под отказом нейронной сети понимается отклонение хотя бы одного значения выхода нейронной сети от соответствующего значения проверочного множества более чем на некоторую заданную погрешность. В качестве приемлемой погрешности примем отклонение выхода системы на 10–15%. В силу специфики обучения нейронных сетей проверочное (тестовое) множество составим из значений обучающего множества (учебника).

Таблица отказов – это таблица, содержащая информацию о расположении и типе отказа элемента, с сопоставленной к ней искажениями значений на выходе системы (относительно значений выходов системы без отказов). Пример таблицы отказов представлен ниже.

Вид таблицы неисправностей нейронной сети

Вид отказа (*N* слоя, *N* нейрона)	Наличие отказа при подаче *i*-го тест-набора									
Отказ нейрона COSNT 0 (0,0)	0	0	1	1	1	0	1	0	0	1
Отказ нейрона COSNT 0 (1,0)	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
Отказ нейрона COSNT 0 (1,1)	1	0	0	0	0	1	1	1	1	1
Отказ нейрона COSNT 0 (1,2)	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1
Отказ нейрона COSNT 0 (2,0)	0	1	0	1	1	1	1	1	0	1

Рассматриваемый метод основан на моделировании отказов заданных видов с последующим анализом выходов искусственно отказавшей системы.

Выделим в методе семь этапов:

1. Задание множества типов отказа.
2. Выбор допустимой погрешности.
3. Моделирование отказов.
4. Составление таблицы отказов.
5. Удаление из таблицы отказов строк с отказами элементов, не приводящих к отказу системы в целом.
6. Минимизация тестового множества.
7. Применение минимального тестового множества к тесту системы.

Рассмотрим эти этапы более подробно.

1. В рассматриваемом методе необходимо задать множество отказов элементов, т.е. ограничить область всех возможных типов отказов. В методе нет ограничений, накладываемых на количество задаваемых типов отказов, поэтому задаются типы отказов, которые возможны в тестируемой системе либо наиболее вероятны.

При тестировании нейронных сетей зададим отказы вида:

– «обрыв связи» (вес = const = 0);

– «отказ нейрона 0» (выход нейрона = const = 0);

– «отказ нейрона +1» (выход нейрона = const = +1);

– «отказ нейрона –1» (выход нейрона = const = –1).

Отказы типа «обрыв связи» и «отказ нейрона 0» наиболее вероятны, т.к. системы при старении физически разрушаются. При этом происходит обрыв контактов и сигнал теряется.

Выбор отказов типа «отказ нейрона +1» и «отказ нейрона –1» обусловливается видом функции активации нейрона. Наиболее распространены функции активации, выходы которых лежат на отрезке [–1; +1].

2. После задания множества типов отказа необходимо задать допустимую погрешность выходов нейронной сети, при превышении которой система признается неработоспособной.

3. На работоспособной системе, которую можно получить путем моделирования на ПК [1, 2], получим значения выходов сети при подаче тестовой входной последовательности. Сохранив значения выходов работоспособной системы, в дальнейшем будем с ними сравнивать значения, полученные на выходах системы с отказом. Промоделируем все комбинации отказов всех типов и всех элементов искусственным добавлением отказов элементов в системе.

При системах, с большим количеством элементов желательно ограничиться одно-, двух- и трехкратными отказами элементов ввиду объемности получаемой таблицы.

4. Сохраняя выходные значения в процессе перебора, составим таблицу отказов.

В столбцах с искажением при подаче *i*-го тест-набора записывается 1, если произошло превышение заданной погрешности, и 0, если ошибка не превысила допустимую погрешность.

Также возможен вариант, когда в ячейку записывается не факт отказа, а отклонение от идеального значения выхода.

5. Отказы элементов, не приводящие к отказу системы в целом, не учитываются по причине того, что система остается работоспособной.

6. Минимизация тестового множества проводится программно. Полученного минимального тестового множества достаточно для определения наличия заданных изначально отказов.

7. На входы тестируемой системы подается минимальное тестовое множество. При наличии отклонения выше заданного на выходах системы устройство признается неработоспособным и требует специальных действий.

При помощи рассмотренного метода можно упростить структуру и повысить быстродействие устройств тестирования, предназначенных для систем на базе искусственных нейронных сетей, а также обоснованно минимизировать тестовое множество для проверки работоспособности нейронной системы.

ЛИТЕРАТУРА

1. Сайт технической поддержки XNeuron3D [Электронный ресурс] – Режим доступа: http://www.XNeuron3D.ru, свободный.

2. Ременников Д.В. Эмулятор нейронной сети // Информационные технологии и математическое моделирование (ИТММ-2008): Матер. VII Всерос. науч.-практ. конф. Томск, 2008. Ч. 1. С. 106–108.

ГРУППОВОЙ СИНХРОНИЗМ В НАПРАВЛЕНИИ ФАЗОВОГО В ДВУХОСНЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ КРИСТАЛЛАХ

А.В. Шайдуко

г. Томск, Институт мониторинга климатических и экологических систем СО РАН, т. 8-903-950-43-21, A1579@sibmail.com

Известно, что для определения возможности реализации и эффективности процессов параметрического преобразования частоты в анизотропных нелинейно-оптических кристаллах необходимо решить систему укороченных уравнений для комплексных амплитуд взаимодействующих волн на частотах ω_n, n = 1, 2, 3, вида

$$\frac{\partial A_1}{\partial z} + \hat{L}_1 A_1 = -i\sigma_1 A_3 A_2^* \exp(-i\Delta kz),$$

$$\frac{\partial A_2}{\partial z} + \hat{L}_2 A_2 = -i\sigma_2 A_3 A_1^* \exp(-i\Delta kz),$$

$$\frac{\partial A_3}{\partial z} + \hat{L}_3 A_3 = -i\sigma_3 A_1 A_2 \exp(i\Delta kz),$$

где оператор $L\$_n$ определяется физическими условиями задачи как

$$\hat{L}_n = \beta_n \frac{\partial}{\partial x} + \frac{i}{2k_n}\left(\frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2}\right) + \frac{1}{u_n}\frac{\partial}{\partial t} + ig_n \frac{\partial^2}{\partial t^2} + \delta_n + Q_n(A), \qquad (1)$$

$\sigma_n = (4\pi k_n / n_n^2) d_{eff}$, d_{eff}, g_n, δ_n, $Q_n(A) \sim |A|^2$ – коэффициенты нелинейной связи, эффективной нелинейной восприимчивости второго порядка, дисперсионного расплывания, линейного и нелинейного поглощения соответственно; β_n, u_n, $u\Delta k = \Delta k_L + \Delta k_{NL}$ – угол сноса, групповая скорость и суммарная фазовая расстройка. Слагаемое $\Delta\overline{k_L} = \Delta\overline{k_1} + \Delta\overline{k_2} - \Delta\overline{k_3}$ характеризует расстройку от условий фазового синхронизма (ФС) $\Delta k_L = 0$, которое выполняется выбором направления распространения излучений в кристалле и максимизирует эффективность преобразований длинных импульсов излучений (при условии соблюдения закона сохранения энергии $\omega_1 = \omega_2 + \omega_3$). Второе слагаемое представляет собой суперпозицию фазовых расстроек, учитывающих влияние различного рода возмущающих физических факторов: неоднородность нелинейной среды, разогрев кристалла и т.д. Так, члены со вторыми производными в (1) учитывают дифракционное расплывание пучков; $\beta \cdot \partial / \partial x$ – диафрагменный апертурный эффект. При анализе преобразования частоты сверхкоротких импульсов излучения необходимо учитывать зависимость групповых скоростей u_n от частоты (групповое запаздывание), определяемых выражением

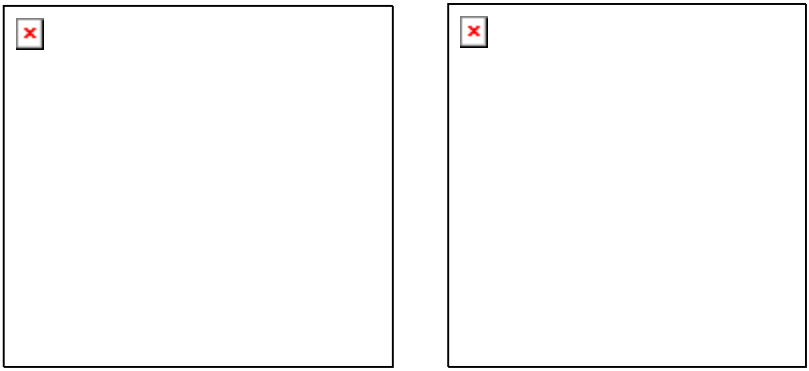
$$u_n = (\partial k/\partial\omega)^{-1}_{\omega=\omega_n} = c\left[n_n + \omega_n(\partial n/\partial\omega)_{\omega=\omega_n}\right]^{-1} \qquad (2)$$

и учитываемых слагаемым $1/u_n \cdot \partial/\partial t$ в (1). Учет искажения формы импульса, обусловленный различием ФС частотных компонентов импульсов (эффект дисперсионного расплывания), производится посредством слагаемого $iq_n \cdot \partial^2/\partial t^2$, где $q_n = 1/2\,(\partial^2/\partial\omega^2)_{\omega=\omega_n}$ – коэффициент дисперсионного расплывания. Эффективность преобразования частоты сверхкоротких импульсов максимизируется при выполнении условий группового синхронизма (ГС) в направлении ФС, определяющем действующее значение коэффициента качества $M_{eff} = d^2_{eff}/(n_1 n_2 n_3)$, пропорционального эффективности преобразования частоты в отсутствие возмущающих влияний.

К настоящему времени определены алгоритмы расчета и численными методами решены трудоемкие задачи определения направлений накачки для эффективной реализации процессов параметрического преобразования частоты сверхкоротких импульсов по оценке их потенциальной эффективности. В последнее время решена задача применительно к нелинейным кристаллам твердых растворов с различным функциональным видом распределения вариаций состава [1] и при наличии эффектов теплового самовоздействия. Проблемой является отсутствие простой наглядной формы представления результатов расчетов, пригодной для проведения предварительного качественного анализа и сравнения возможностей различных кристаллов, в том числе и инженерами-разработчиками прикладных оптических устройств. Традиционное раздельное представление условий ФС и ГС, а также M на раздельных или совмещенных двухмерных рисунках не позволяет выбрать оптимальные направления синхронизмов в объеме кристаллов и провести сравнение возможностей различных их типов.

Целью данной работы являлась разработка пакета прикладных программ для проведения расчетов условий синхронизма и эффективности преобразования частот сверхкоротких импульсов в двухосных нелинейных кристаллах, а также приемлемой для практического применения модели совмещенного представления результатов расчетов в многомерной системе координат.

В силу симметрии условий ФС представление результатов расчетов по выражениям (2) и $\omega_1 = \omega_2 + \omega_3$, с использованием дисперсионных уравнений, предложено представлять в объеме I квадранта кристалла в сферической системе координат в виде 3-d поверхности представленной изолиниями направлений ФС (рис. 1).



а *б*

Рис. 1. Условия фазового (*ss*–*f*-взаимодействие, сплошные линии) и группового (узкая полоса в седловине) синхронизма в НК $LiInSe_2$ (*а*), значения *M* возрастают с шагом 4 (пм/В)^2 в обе стороны от сегмента «<1». Область центра седловины в увеличенном масштабе (*б*), где центральная черная полоса ГС соответствует значению $l_{gr} > 5$ см, белые полосы –2–5 см, а окаймляющие черные – 1–2 см

Распределение значений *M* (без или с учетом возмущающих факторов) в объеме кристалла предложено представлять в виде раскрашенных областей изолиний ФС или областей различной тональности окраски. Такое представление равносильно 4-*d* совмещенному изображению результатов расчетов. Направления ГС представлены в виде дополнительной полосы на поверхности ФС с иной раскраской и полосами тональности, отражающей поле объемного распределения групповой длины синхронизма $l_{gr}^{ij} = \tau \, \Delta u_{ij}^{-1}$, что еще увеличивает мерность представления результатов расчета.

Таким образом, предложена модель квазипятимерного представления результатов расчета условий группового синхронизма в направлении фазового синхронизма и эффективности процессов параметрического преобразования частоты во всем объеме двухосных нелинейных кристаллов. Графическое представление позволяет провести качественный сравнительный анализ возможностей реализации и эффективности преобразования частоты без проведения трудоемких расчетов инженерно-техническим персоналом.

ЛИТЕРАТУРА

1. Huang J. Influence of composition ration variation on optical frequency conversion in mixed crystals I. Gradual variation of composition ratio [Текст] / G.J. Ji, T. Shen, Yu.M. Andreev, A.V. Shaiduko, G.V. Lanskii // JOSA B. 2007. Vol. 24. № 9. P. 2443–2453.

ЧИСЛЕННЫЙ АНАЛИЗ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ ТИПИЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ И ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ

М.А. Шеремет, каф. теоретической механики
Томский государственный университет,
т. 529-740, Michael-sher@yandex.ru

К разрабатываемым современным объектам радиоэлектронной аппаратуры и электронной техники (РЭА и ЭТ) предъявляются жесткие требования, среди которых важную роль играют точность, надежность и стабильность работы [1, 2]. К числу основных факторов, дестабилизирующих оптимальные режимы функционирования РЭА и ЭТ и приводящих к отклонению входных характеристик от номинальных значений, относятся различного рода термические воздействия: температура окружающей среды, внешние тепловые потоки, мощность внутренних источников энергии. Как известно, повышение температуры с 20 до 80 °С приводит к увеличению интенсивности отказов полупроводниковых приборов в 3–4 раза, резисторов – в 2–3 раза, конденсаторов – в 6–8 раз, интегральных микросхем – в 6–10 раз [1, 2].

Целью настоящей работы является математическое моделирование тепловых режимов в типичном элементе РЭА или ЭТ в условиях неоднородного теплообмена с окружающей средой.

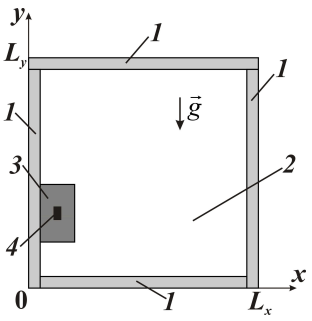


Рис. 1. Область решения задачи:
1 – стенки; *2* – газовая полость;
3 – источник тепла;
4 – тепловыделяющее ядро

Рассматривается краевая сопряженная задача нестационарного теплопереноса в замкнутой прямоугольной области (рис. 1). На внутренней поверхности левой стенки помещался прямоугольный элемент твердого материала, содержащий тепловыделяющее ядро конечных размеров. Это ядро характеризовалось постоянной по времени равномерной объемной плотностью тепловыделения. На внешней поверхности левой стенки ($x = 0$) моделировался конвективно-радиационный теплообмен с внешней средой. Остальные внешние поверхности стенок считались адиабатическими. Температура окружающей среды предполагалась постоянной и ниже начальной температуры области решения.

Процесс переноса тепла описывался системой нестационарных двумерных уравнений конвекции в приближении Буссинеска в газовой полости и нестационарным двумерным уравнением теплопроводности для элементов твердого материала при наличии объемного тепловыделения в зоне ядра. Математическая модель была сформулирована в безразмерных переменных «функция тока – завихренность – температура» [3].

Безразмерные уравнения сопряженного теплопереноса:

- в газовой полости (*2* на рис. 1):

$$\frac{\partial \Omega}{\partial \tau}+\frac{\partial (U\Omega)}{\partial X}+\frac{\partial (V\Omega)}{\partial Y}=\frac{1}{\sqrt{\mathrm{Gr}}}\left(\frac{\partial^2 \Omega}{\partial X^2}+\frac{\partial^2 \Omega}{\partial Y^2}\right)+\frac{\partial \Theta}{\partial X}, \qquad (1)$$

$$\frac{\partial^2 \Psi}{\partial X^2}+\frac{\partial^2 \Psi}{\partial Y^2}=-\Omega, \qquad (2)$$

$$\frac{\partial \Theta}{\partial \tau}+\frac{\partial (U\Theta)}{\partial X}+\frac{\partial (V\Theta)}{\partial Y}=\frac{1}{\mathrm{Pr}\sqrt{\mathrm{Gr}}}\left(\frac{\partial^2 \Theta}{\partial X^2}+\frac{\partial^2 \Theta}{\partial Y^2}\right); \qquad (3)$$

- в элементах твердого материала:

$$\frac{\partial \Theta}{\partial \tau}=\frac{a_{i,2}}{\mathrm{Pr}\sqrt{\mathrm{Gr}}}\left(\frac{\partial^2 \Theta}{\partial X^2}+\frac{\partial^2 \Theta}{\partial Y^2}+\delta_i\right),\ \ i=1,3,4,\ \ \delta_i=\begin{cases}0, & i=1,3,\\ 1, & i=4.\end{cases} \qquad (4)$$

Безразмерные граничные условия для системы (1)–(4) имеют вид:

- на границе $X = 0$ моделировался конвективно-радиационный теплообмен с внешней средой

$$\frac{\partial \Theta}{\partial X}=\mathrm{Bi}\cdot\Theta-\mathrm{Bi}\cdot\Theta_{\mathrm{e}}+\mathrm{Sk}\left[\left(\Theta+\frac{T_0\lambda_3}{q_0L^2}\right)^4-\left(\frac{T_{\mathrm{e}}\lambda_3}{q_0L^2}\right)^4\right];$$

- на остальных внешних границах заданы условия теплоизоляции

$$\frac{\partial \Theta}{\partial X^k}=0\text{, где }\ X^1\equiv X,\ X^2\equiv Y;$$

- на всех участках области решения, где происходит сопряжение материалов с различными теплофизическими характеристиками, выполнялись условия 4-го рода:

$$\Theta_i=\Theta_j,\ \frac{\partial \Theta_j}{\partial X^k}=\lambda_{i,j}\frac{\partial \Theta_i}{\partial X^k},\ i,j=\overline{1,3},\ i\neq j,\ k=1,2;$$

- на внутренних границах раздела твердого материала и газа, параллельных оси $0X(0Y)$:

$$\Psi=0,\ \frac{\partial \Psi}{\partial Y\,(\partial X)}=0,\ \Theta_i=\Theta_2,\ \frac{\partial \Theta_i}{\partial Y\,(\partial X)}=\lambda_{2,i}\frac{\partial \Theta_2}{\partial Y\,(\partial X)},\ i=1,3.$$

Значения вектора завихренности скорости на границах элементов твердого материала вычислялись по формуле Вудса. В начальный момент времени $\Psi(X,Y,0)=\Omega(X,Y,0)=\Theta(X,Y,0)=0$. Уравнения (1)–(4) решались конечно-разностным методом [3] на равномерной сетке 200×200 с использованием неявной двухслойной схемы.

При численном анализе особое внимание было уделено исследованию влияния числа Грасгофа: $\mathrm{Gr}=8\cdot10^{6};\ 1,6\cdot10^{7};\ 2,4\cdot10^{7}$, описывающего плотность объемного тепловыделения ядра источника тепла; фактора нестационарности, характеризующего тепловую инерционность ограждающих стенок; коэффициента теплопроводности материала твердых стенок $\lambda_{2,1}=3,7\cdot10^{-2};\ 5,7\cdot10^{-4}$, отражающего условия внешнего воздействия на область решения, а также размеров тепловыделяющего ядра и вертикального положения источника тепла. Установлено, что увеличение числа Грасгофа приводит к формированию устойчивого теплового факела, а также отражается в уменьшении степени охлаждения газовой полости. Увеличение временного параметра τ приводит к более интенсивному перемешиванию теплых восходящих и холодных нисходящих газовых потоков, что проявляется в формировании локальных экстремумов температуры. Увеличение коэффициента теплопроводности материала стенок отражается в изменении степени интенсивности распространения фронта повышенной температуры от источника тепла, а также приводит к интенсификации кондуктивной теплопередачи в твердых элементах вследствие влияния конвективного теплообмена в газе. Установлено, что, регулируя размеры тепловыделяющего ядра, а также положение источника тепла, можно достаточно эффективно управлять течением жидкости, а соответственно и полем температур в области решения.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (№ 08-08-00402-а).

ЛИТЕРАТУРА

1. Дульнев Г.Н. Тепло- и массообмен в радиоэлектронной аппаратуре. М.: Высшая школа, 1984.

2. Бирюлин Г.В., Егоров В.И., Попов Ю.Ю., Савинцева Л.А. Тепловой режим микросборок // Науч.-техн. вестн. СПбГУ ИТМО «Исследования и разработки в области физики и приборостроения». 2006. Вып. 31. С. 115–117.

3. Кузнецов Г.В., Шеремет М.А. Об одном подходе к математическому моделированию тепловых режимов радиоэлектронной аппаратуры и электронной техники // Микроэлектроника. 2008. Т. 37, № 2. С. 150–158.

РЕШЕНИЕ ЗАДАЧ ТЕПЛОПРОВОДНОСТИ МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ РАЗНОСТЕЙ

Д.А. Штырков, студент 3-го курса, каф. ЭМИС
г. Томск, ТУСУР

Значительное число задач моделирующих физические явления, относятся к дифференциальным уравнениям (уравнения математической физики). Установившиеся процессы различной физической природы описываются дифференциальными уравнениями в частных производных.

Точные решения краевых задач для таких уравнений удается получить лишь в частных случаях. Поэтому эти задачи решают в основном приближенно. На данный момент решение уравнений подобного рода может производиться на многопроцессорной технике и основной проблемой становится распараллеливание процессов, возникающих в ходе
решения.

Таким образом, исследование связано с определением эффективных методов и алгоритмов решения задач теплопроводности на вычислительных устройствах, обладающих высокой степенью параллелизма, поскольку дальнейшее развитие вычислительной техники связано с увеличением числа вычислительных узлов ЭВМ, что влечет за собой проблемы создания эффективных параллельных программ под такие ЭВМ.

Одним из методов решения таких уравнений является метод конечных разностей, основная идея которого заключается в следующем:

1) ищется решение в виде дискретного конечного множества чисел, представляющих (заменяющих) функцию $U(x, t)$ на дискретном, конечном множестве значений независимых переменных, т.е. в узлах наложенной сетки;

2) имеем конечный дискретный набор чисел над соответствующими узлами $U(x, t)$;

3) проверяем условие сходимости для полученного множества точек.

Следовательно, чтобы построить алгоритм численного решения дифференциального уравнения в частных производных, все производные в исходном уравнении необходимо заменить на отношения конечных разностей, что позволяет свести решение дифференциального уравнения к решению его разностного аналога, т.е. построить его конечно-разностную схему. Данная процедура называется аппроксимацией производных.

Для решения дифференциальных уравнений используется несколько видов конечно-разностных схем:

1. Явные схемы вычисляют значение результата через несколько соседних точек данных.

2. Неявные схемы используют уравнения, которые выражают данные через несколько соседних точек результата. Для нахождения результата решается система линейных уравнений.

3. Полунеявные схемы, в которых на одних шагах применяется явная схема, на других – неявная (как правило, эти шаги чередуются).

При выборе вида схемы важно учитывать также критерий устойчивости, так как явные схемы являются устойчивыми при определенных условиях, в то время как неявные схемы, как правило, абсолютно устойчивы [1].

Условия аппроксимации, как правило, не достаточно для того, чтобы результат разностной схемы приближался к точному ответу при $h \to 0$. В случае схем, коэффициенты которых не зависят от решения дифференциального уравнения, нужно выполнение условия устойчивости. Такие схемы можно представить как некоторый линейный оператор, который преобразует значения функции в момент t в значения функции в момент $t + h$. Условие устойчивости требует, чтобы собственные числа (вообще говоря, комплексные) этого оператора не превосходили по модулю $1 + ch$, где c – некоторая константа, при $h \to 0$. Если это условие не выполнено, то погрешности схемы быстро возрастают и результат тем хуже, чем меньше шаг. Если выполнены как условие аппроксимации, так и условие устойчивости, то результат разностной схемы сходится к решению дифференциального уравнения.

Выбор схемы и подбор необходимых условий являются одним из самых важных вариантов работы, так как от этого зависят скорость вычислений и точность получаемых результатов. Одним из методов увеличения точности является ее сгущение, т.е. увеличение количества точек (узлов), в которых будут производиться вычисления. Основной проблемой, возникающей в данном случае, является увеличение количества вычислений, что влечет за собой увеличение времени вычислительного процесса соответственно. Решить данную проблему можно при помощи неравномерного сгущения, то есть увеличения количества узлов только в тех местах сетки, которые наиболее важны для текущего процесса, что приведет к увеличению точности, но с некоторой вероятностью осложнит матрицу конечных результатов, усложнив процесс ее последующего анализа.

В результате последующего сравнения результатов, полученных от использования разных методов решения, будет выявлен наиболее эффективный из них.

S&S21CNR=20&S21P01=0&S21P02=0&S21P03=M=&S21COLORTERMS=0&S21STR=

2. Самарский А.А. Введение в численные методы. СПб.: Лань, 2005. 288 с.

АНАЛИЗ НАПРЯЖЕННО-ДЕФОРМИРОВАННОГО СОСТОЯНИЯ ПОЛУБЕСКОНЕЧНОЙ ЛЕДЯНОЙ ПЛАСТИНЫ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ НА НЕЕ ГИДРОДИНАМИЧЕСКИХ НАГРУЗОК

В.Л. Земляк, аспирант каф. механики и анализа конструкций и процессов

Комсомольский-на-Амуре государственный технический университет, т. 549-538, vellkom@list.ru

Освоение арктического шельфа страны с целью добычи углеводородного сырья становится все более актуальным. В течение ряда лет прорабатывается возможность создания подводных транспортных средств, которые бы являлись частью транспортной системы в Арктике. СПМБМ «Малахит» разработано три типа подводных судов с атомной энергетической установкой: танкеры, контейнеровозы и суда-снабженцы. Их проекты основаны на переоборудовании атомных подводных лодок, выведенных из состава флота, или проектировании специализированных подводных судов (ПС) с учетом арктических условий [1].

Однако при необходимости всплытия ПС в ледяном покрове не исключается возможность возникновения аварийных ситуаций. Традиционно всплытие осуществляется путем статического нагружения льда снизу за счет создания положительной плавучести. Опыт реализации такого способа всплытия ограничивает его применимость по толщинам проламываемого льда.

Посредством возбуждения волн в сплошном льду, то есть бесконтактным способом, можно добиться разрушения ледяного покрова [2], что позволит ПС всплывать в более толстом льду.

В работе рассматривается анализ напряженно-деформированного состояния (НДС) полубесконечной ледяной пластины при воздействии на нее гидродинамических нагрузок, вызванных движением подводного судна.

Для этого рассмотрим уравнение деформаций упругой однородной пластины под действием динамической нагрузки [3]:

$$D\nabla^4 w + D\tau\nabla^4 \dot{w} + \beta\dot{w} + \rho_s h\ddot{w} = f, \qquad (1)$$

где $w, \dot{w}, \ddot{w}$ – соответственно функции прогиба, нормальной скорости и нормального ускорения пластины, зависящие от координат поверхно-

сти пластины x, y и от времени t; $D = Eh^3 \Big/ \left(12(1-\mu^2)\right)$ – цилиндрическая жесткость; E – модуль упругости; μ – коэффициент Пуассона; ρ_s – плотность материала пластины; τ – время релаксации деформаций льда; β – коэффициент вязкого сопротивления; h – толщина пластины; f – интенсивность внешней нагрузки.

Внешняя нагрузка на пластину определяется полем давлений, которое формируется от движения подводного судна:

$$f = f_o - f_{st}(w) - f_d(\dot{w}) - f_w(\ddot{w}), \tag{2}$$

где f_o – гидродинамическое давление на поверхность льда; $f_{st} = \rho_w g w$ – гидростатическая реакция жидкости на изгиб пластины; ρ_w – плотность жидкости; g – гравитационная постоянная; f_d – интенсивность силы волнового демпфирования; f_w – интенсивность силы инерции жидкости от изгиба пластины.

Поле скоростей жидкости в каждый момент времени определялось решением краевой задачи для уравнения Лапласа:

$$\Delta\varphi(x,y,z) = 0 \quad \text{в } \Omega, \tag{3}$$

$$\partial\varphi \Big/ \partial n = v \cdot \cos(x,n) \quad \text{на } G_s, \tag{4}$$

$$\partial\varphi \Big/ \partial n = 0 \quad \text{на } G_w, \tag{5}$$

$$\lim_{R\to\infty} \varphi = 0; \quad \lim_{R\to\infty} \partial\varphi \Big/ \partial n = 0 \text{ на } G_\infty, \tag{6}$$

где φ – потенциал скорости жидкости; Ω – область жидкости; $G = G_s + G_w + G_\infty$ – граница области Ω; G_s – поверхность подводного судна; G_w – поверхность ледяной пластины; G_∞ – условная граница – часть сферы радиуса R на бесконечном удалении от судна; n – нормаль к границе жидкой среды; v – поступательная скорость подводного судна.

Давление на ледяную поверхность:

$$p = -\rho \cdot \partial\varphi \Big/ \partial t. \tag{7}$$

Поле скоростей жидкости определялось из решения краевой задачи для уравнения Лапласа (3), (4), (6):

$$\partial\varphi/\partial n = \partial w/\partial n \quad \text{на } G_w. \tag{8}$$

Эти уравнения решались совместно с уравнениями движения упругой пластины (1)–(2). Таким образом, система уравнений (1)–(8) определяла постановку гидроупругой задачи.

С учетом (2) и (7) уравнение движения упругой пластины бесконечной протяженности (1) можно представить в виде

$$D\nabla^4 w + D\tau\nabla^4 \dot{w} + \rho_s h\ddot{w} + \rho_w g w + \rho \cdot \partial\varphi \Big/ \partial t = f_o. \tag{9}$$

Из уравнения (9) определялось НДС ледяного покрова толщиной 1 м при наличии в нем различных ледовых условий (продольной трещины и разводья шириной $b_1 = 3$ м, $b_2 = 6$ м, $b_3 = 9$ м, $b_4 = 12$ м).

В качестве нагрузки использовалась модель ПС с относительным удлинением корпуса $L/B = 8$ и полным водоизмещением $D = 12000$ т.

Поверхности судна и ледяного покрова были разделены на четырехугольные граничные элементы (ГЭ). Поверхность льда принималась в виде упругой пластины, лежащей на упругом основании.

Наличие рубки на судне не учитывалось, т.к. проведенные ранее исследования показали, что давление на лед практически не зависит от ее присутствия.

Расчеты включали два этапа: на первом – с помощью метода граничных элементов определялись давления на лед; на втором – с помощью метода конечных элементов вычислялись прогибы и напряжения во льду.

По максимумам напряжений была определена резонансная скорость ПС, составившая $v_r = 18$ м/с, при которой обеспечивалась наибольшая эффективность силового воздействия на ледяной покров.

Результаты расчетов, представленных на рис. 1, где приведены полученные максимальные значения нормальных напряжений $\sigma_{x\max}$ для льда, имеющего трещину или разводье различной ширины, отнесены к максимальным напряжениям в сплошном льду σ_x.

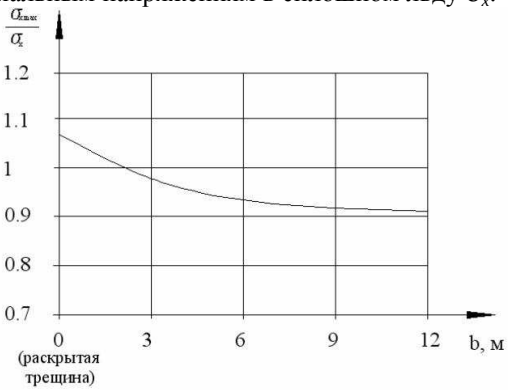


Рис. 1. График зависимости $\sigma_{x\max}/\sigma_x$ от различных ледовых условий

Представленный теоретический метод расчета НДС ледяного покрова при воздействии на него гидродинамических нагрузок позволяет разработать рекомендации для повышения эффективности разрушения ледяного покрова подводными судами резонансным методом при необходимости их аварийного всплытия во льдах, используя облегчаю-

щие этот процесс неоднородности ледяного покрова в виде трещин и разводий.

ЛИТЕРАТУРА

1. Козин В.М. Резонансный метод разрушения ледяного покрова. Изобретения и эксперименты. М.: Академия естествознания, 2007. 355 с.

2. Козин В.М., Онищук А.В., Марьин Б.Н. Ледоразрушающая способность изгибно-гравитационных волн от движения объектов. Владивосток: Дальнаука, 2005. 191 с.

3. Козин В.М., Жесткая В.Д., Погорелова А.В. Прикладные задачи динамики ледяного покрова. М.: Академия естествознания, 2008. 329 с.

МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕОДНОРОДНОСТИ ТЕЧЕНИЯ МЕТАЛЛА

А.Ю. Зиборов, студент 5-го курса, каф. АПП

г. Красноярск, Сибирский федеральный университет,

т. (8-391) 213-35-19, zibalex@mail.ru

При проектировании технологических режимов обработки металлов давлением оптимизация конструкции и формы инструмента с целью получения изделий высокого качества с минимальными энергозатратами на деформацию заготовки достигается путем изучения характера течения металла в деформационной зоне.

В способе непрерывного прессования Конформ при захвате ручьем вращающегося колеса прутковой заготовки происходит ее незначительное обжатие и продвижение до упора, перекрывающего поперечное сечение контейнера, образованного поверхностями ручья, и сопрягающейся с ним кольцевой сегментной вставки. Кинематические особенности непрерывного прессования заготовки из контейнера, одна часть которого подвижна относительно другой, существенно повышают неравномерность течения металла в очаге деформации зоны полного контакта перед матрицей. Градиент скоростей течения металла по границам деформационной зоны приводит к неравномерности свойств и неудовлетворительному качеству поверхности пресс-изделия. Особенно это проявляется при использовании в качестве заготовки для непрерывного прессования гранулированных, порошковых материалов и металлической стружки.

Экспериментальные данные показывают, что основным фактором, влияющим на величину неравномерности деформации при течении металла в матрицу, является ее расположение в кольцевой вставке, определяемое углом между продольными осями матрицы и контейнера.

Металл является несжимаемой вязкопластической однородной средой или бингамовской жидкостью. Главной сложностью моделиро-

вания движения такой среды является наличие у нее предельного напряжения сдвига (предела текучести).

Рассматриваемый процесс является установившимся и протекает в области G, ограниченной поверхностями S_1, S_3, S_4, S_5, S_6 (рис. 1).

Математическая модель установившегося течения вязкопластической жидкости Бингама включает в себя стационарные уравнения движения, уравнение неразрывности, а также уравнение состояния вязкопластической среды.

Геометрически форма рабочей области или зоны деформации представляет собой сектор кольца. Поэтому удобнее решать задачу в полярных координатах: $x = r\cos(\varphi)$, $y = r\sin(\varphi)$.

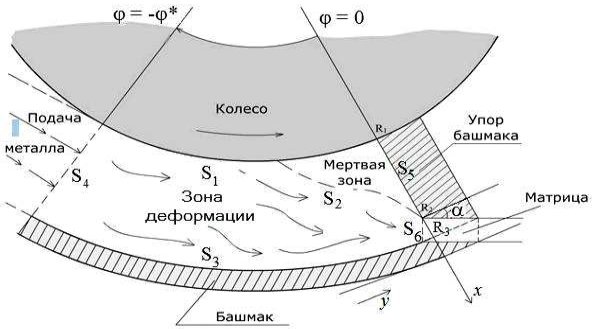


Рис. 1. Зона пластической деформации

Задача решается в вариационной постановке, которая заключается в следующем. Требуется найти вектор скоростей $\overline{v}$, который доставляет минимум функционалу удельной мощности сил пластической деформации

$$I(\overline{v}) = a(\overline{v},\overline{v}) + J_1(\overline{v}) + J_2(\overline{v}) \tag{1}$$

на множестве W дифференцируемых в области G векторных функций, удовлетворяющих ограничениям:

$$\operatorname{div}\overline{v} \equiv \frac{\partial v_r}{\partial r} + \frac{v_r}{r} + \frac{1}{r}\cdot\frac{\partial v_\varphi}{\partial \varphi} = 0, \tag{2}$$

$$v_\varphi\big|_{S_4} = v_k, \quad v_\varphi\big|_{S_5} = 0, \quad v_r\big|_{S_1} = v_r\big|_{S_3} = 0,$$

$$(v_\varphi\cos(\varphi+\alpha) - v_r\sin(\varphi+\alpha))\big|_{S_6} = 0,$$

где

$$a(\overline{v},\overline{v}) = 2\mu\int_G D:D\,dG, \tag{3}$$

$$J_1(\overline{v}) = \tau_S \int_G |D| dG, \tag{4}$$

$$J_2(\overline{v}) = \int_{-\varphi^*}^{0} c_f \cdot v_\varphi{}^2(R_1,\varphi) R_1{}^2 d\varphi + \int_{-\varphi^*}^{\varphi_B} c_f \cdot v_\varphi{}^2(R_3,\varphi) R_3{}^2 d\varphi, \tag{5}$$

D – тензор скорости деформации

$$D = \begin{pmatrix} \varepsilon_{rr} & \varepsilon_{r\varphi} \\ \varepsilon_{r\varphi} & \varepsilon_{\varphi\varphi} \end{pmatrix},$$

$D:D$ – свертка тензора, $|D| = \sqrt{\varepsilon_{rr}^2 + 2\varepsilon_{r\varphi}^2 + \varepsilon_{\varphi\varphi}^2}$; μ – вязкость металла; τ_s – предел текучести; c_f – коэффициент трения колеса.

В основе численного метода решения вариационной задачи лежит метод конечных элементов. Для построения сеточного аналога задачи необходимо использовать неравномерную сетку, состоящую из четырех частей. Такой выбор сетки обусловлен геометрическими особенностями области G.

Производные, входящие в функционал (1) и уравнение неразрывности (2), аппроксимируются правыми разностными производными. Квадратурные формулы для приближенного вычисления двойных интегралов (3), (4) по области G и интегралов (5) по границам строятся с помощью метода трапеций. В основе алгоритма оптимизации функционала лежит метод Гаусса–Зейделя.

Одним из основных факторов, влияющих на степень неравномерности деформации при течении металла в матрицу, является ее расположение в кольцевой вставке, определяемое углом α между продольными осями матрицы и контейнера. От параметра α зависит распределение скорости течения металла по сечению S_6 (на входе в матрицу), но характеризует степень неравномерности деформации, которую можно оценить величиной

$$g(\alpha) = \max_{\substack{(\varphi',r')\in S_6, \\ (\varphi'',r'')\in S_6}} |\overline{v}(\varphi',r',\alpha) - \overline{v}(\varphi'',r'',\alpha)|.$$

Оптимальными являются значения угла α, обеспечивающие минимум $g(\alpha)$.

Численный эксперимент проводился с помощью созданного для этого программного приложения. Расчет компонент скорости движения в узлах сетки, мощности сил деформации и угла α выполнен для технического алюминия. При пластическом течении металла коэффициент вязкости μ принимается равным пределу текучести τ_S. Результаты проводились при разбиении сетки, равном 20×20, на диапазоне углов матрицы от 10 до 80 град с шагом 5. Эксперимент показал, что оптимальным углом наклона матрицы является угол, лежащий в диапазоне 20–35 град. Полученные данные согласуются с практическими.

ПОДСЕКЦИЯ 17.2

МОДЕЛИРОВАНИЕ, ИМИТАЦИЯ И ОПТИМИЗАЦИЯ В ЭКОНОМИКЕ

*Председатель – **Мицель А.А.**, д.т.н., профессор каф. АСУ;*
*зам. председателя – **Ефремова Е.А.**, к.т.н., доцент каф. АСУ*

АНАЛИЗ ПРОГНОСТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ В ЭКОНОМИКЕ НА ПРИМЕРЕ ВАЛЮТНОГО РЫНКА

Е.А. Беляева, студентка 2-го курса магистратуры, каф. ЭМИС
г. Томск, ТУСУР, т. 8-923-402-71-05, jenja_solnce@sibmail.com

В последнее время большое внимание уделяется прогнозированию ситуации на валютных рынках. Многие исследователи пытаются проследить закономерность изменения цен, определить характер их движения и сделать возможные прогнозы. На сегодня разработаны сотни подходов к анализу поведения финансовых рынков.

Моделирование состояния финансового рынка является своевременной и актуальной задачей. В данной работе основное внимание уделяется анализу ситуации, складывающейся на валютном рынке. Для моделирования валютного рынка проводятся сравнение нескольких методов (выдающихся исследователей в рассматриваемой области, таких как Р.Н. Эллиот, В.Д. Ганн и Мюррей), а также свечной анализ. В результате определяется оценка их эффективности для прогнозирования валютных рынков.

Ральф Нельсон Эллиот (1871–1948 гг.) является основателем волновой теории. Он заинтересовался проблемами рынка акций, находясь под влиянием теории Чарльза Доу.

По мнению Эллиота, массовая психология толпы подчиняется определенным циклическим законам. Развитие любого явления проходит стадии зарождения, расцвета, стабилизации и спада. Ценность теории Эллиота состоит в том, что, кроме цикличности, он вывел численные характеристики этих циклов, используя последовательность чисел Фибоначчи. Основное применение чисел Фибоначчи – это расчет возможных уровней откатов и отскоков после значительных изменений цен. Данные уровни определяются как 38,2; 50 и 61,8%. Значения в 100%, 1/3 и 2/3 важны для прогнозирования уровня отката волн коррекции.

Кроме того, эта теория использует теорию фракталов.

Волновая теория Эллиота основана на изучении большого количества графиков, от 15-минутных до месячных, поэтому описанные

соотношения между волнами, а также фигуры импульсных и коррекционных волн являются исчерпывающими.

При проведении анализа с помощью программы MetaTreader – E–Global TFG, представленной Диллинговым центром «Forex4you», получены результаты, на основании которых можно судить о достоверности предлагаемой методологии.

Оказалось, что на больших интервалах времени (месяц и выше) валютный рынок развивается преимущественно по закону волн Эллиота. Это подтверждают показатели графиков соотношения различных курсов валют. Было установлено, что на длительном интервале времени прослеживаются коэффициенты Фибоначчи. При расчете соотношения импульсной и коррекционной волн на интервале 8 лет выяснилось, что из отношения длин волн число Фиббоначи

Ф* = 1,666…, а Ф = 0,6, где Ф* – отношение большей длины волны к меньшей, а Ф – отношение меньшей длины волны к большей.

В.Д. Ганн (1878–1955 гг.) разработал несколько уникальных методик анализа ценовых графиков. Наибольшее значение он придавал геометрическим углам, отражающим взаимосвязь времени и цены. Все методики, предложенные Ганном, требуют, чтобы масштабы по обеим осям графика были одинаковыми, так что диагональ квадрата 1×1, образованного единичными приращениями цены и времени, всегда имела бы наклон 45 град.

Теория Ганна утверждает, что существует определенная последовательность в этом движении. Применяя надлежащие инструменты для анализа такого движения, можно точно спрогнозировать дальнейшее его направление. Уровни процентной коррекции создаются путем использования информации, взятой из графиков колебаний. Каждая пара оснований и вершин на графике колебаний образует ценовой диапазон. Внутри каждого диапазона расположены уровни процентной коррекции, самый сильный из которых – 50% ценовой уровень. В этот момент можно оценить силу или слабость рынка, соотнося текущую цену на рынке к процентным уровням.

Сравнение соотношения показателей нескольких курсов валют показало, что наибольшее соответствие предложенной методологии наблюдается на часовом графике. На дневных и недельных показателях данная методика подтверждается слабо.

Математика Мюррея (Murrey Math) – торговая система, подходящая для различных рынков, таких как акции, бонды, фьючерсы и опционы. Основная мысль этой системы заключается в том, что все рынки движутся в одинаковой манере. Математика Мюррея базируется на открытиях, сделанных В.Д. Ганном в первой половине XX в.

Система математики Мюррея составлена из двух основных компонентов: геометрия, используемая для измерения ценовых движений заданного рынка, и набора правил, основанных на технике Ганна и японских свечах.

Основной принцип торговли по математике Мюррея, можно определить как определение тренда на рынке, торговля в тренде и быстрый выход из тренда с прибылью (т.к. тренды очень коротки). Для того чтобы сделать практические выводы о роли предложенной Мюрреем модели поведения рынка, проведено самостоятельное исследование.

Рассмотрены показатели графика EUR/USD на различных интервалах (1 ч, 4 ч, день). В результате сравнения поведения графика на трех интервалах времени выявлено процентное соотношение каждого. Усредняя полученные результаты, сделаны соответствующие выводы. Вероятность применимости математики Мюррея на валютных рынках составляет 67%, что дает основания считать данную методику применимой в анализе.

Сравнивая полученные результаты с исследованием применимости волн Эллиота, методологии Ганна и анализа японских свечей, сделан вывод об их роли в оценке прогнозирования. Оказалось, что наиболее точный прогноз можно сделать на основе теории волн Эллиота. Теория Ганна имеет место быть лишь как дополнение к построению углов в математике Мюррея. Так же, как и японские свечи, является составляющей в расчете числа баров при выборе интервала времени для проведения прогноза. Численное подтверждение этому выражается в процентном соотношении, которое показывает, что теория волн Эллиота подтверждает себя примерно на 64%, в свою очередь методология Ганна – на 35–45%, а математика Мюррея – на 67%. Полученные выводы дают основания считать математику Мюррея в сочетании с линиями и углами Ганна применимыми в общем анализе поведения рынка. Хотя строгих моделей, описывающих поведение валютных рынков, не обнаружено.

ЛИТЕРАТУРА

1. Волновой анализ Элиота – http://www.elwave.forekc.ru
2. Рынки: Валютный рынок Forex, 2006 г.
3. http://www.diling.forekc.ru/index_133.htm, Линии Ганна.
4. Моррис Г.Л. Японские свечи.
5. Фондовый рынок и ценные бумаги, 2007 г., MoneyRain Corporation – http://www.stocks-mr.ru.

МЕТОДЫ ФИЛЬТРАЦИИ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ ПРИМЕНИТЕЛЬНО К ФИНАНСОВЫМ РЫНКАМ

А.В. Бобенко, студент 5-го курса ЭФ, каф. ЭМИС
г. Томск, ТУСУР, т. 8-913-103-09-43, bobenko@ms.tusur.ru

Большинство современных моделей прогнозирования базируются на использовании скользящих средних с постоянным периодом, следовательно, они не обладают адаптивными свойствами. Кроме того, данным моделям присуще запаздывание по времени, причем тем большее, чем больше значение выбранного периода. Все это приводит к весьма низкой точности прогноза, основанного на указанном подходе. Однако еще в начале XX в. Л. Башелье показал, что финансовые временные ряды носят существенно нестационарный характер. Позже Н. Кондратьевым и Р. Эллиотом была доказана цикличность развития экономических процессов. Данные теории дают исследователям основу для разработки более точных моделей прогнозирования поведения финансовых, валютных и прочих рынков.

Целью данного исследования являются модификация существующих методов фильтрации данных и разработка собственных моделей для прогнозирования временных финансовых рядов.

В качестве моделей рассматриваются два метода фильтрации данных:

1) непараметрический способ фильтрации с привлечением дискретных преобразований Фурье и вейвлет-преобразования;

2) параметрический способ фильтрации на основе моделей с памятью, таких как AR, GARCH, HP.

В данной статье будем подразумевать, что значения временного ряда описывается выражением:

$$S(t) = X(t) + Y(t), \qquad (1)$$

где $S(t)$ – исходный сигнал; $X(t)$ – очищенный сигнал; $Y(t)$ – шум.

При этом существенной трудностью, стоящей перед исследователем, является выбор метода, который, с одной стороны, должен давать минимальную деформацию временного ряда, поскольку при существенной деформации происходит перенос очищенного сигнала в область шума. С другой стороны, метод должен адекватно моделировать данные на будущих интервалах, т.к. модель может идеально описывать существующий ряд, но быть абсолютно бесполезна при прогнозировании.

Установлено, что непараметрический способ фильтрации, фильтрации при помощи Фурье и вейвлет-преобразований не дают достаточно высокой точности прогноза, поскольку, во-первых, эмпирический анализ спектральной плотности требует в качестве своей инфор-

мационной базы достаточно длинных стационарных временных рядов. А во-вторых, в случае нестационарных рядов необходимы несколько траекторий движения ряда.

В настоящем исследовании были также рассмотрены следующие параметрические модели фильтрации с памятью:

1. AR (Autoregressive)

$$X_t = c + \sum_{i=1}^{p} \varphi_i X_{t-1} + \varepsilon_t. \quad (2)$$

2. GARCH (Autoregressive conditional heteroskedasticity)

$$\sigma_t^2 = \alpha_0 + \sum_{i=1}^{q} \alpha_i \varepsilon_{t-i}^2. \quad (3)$$

3. HP (Hodrick-Prescott filter)

$$\min_{y_t^*} \sum_{t=1}^{T} \left((Y_t - Y_t^*)^2 + \lambda (Y_{t+1}^* - Y_t^*)^2 \right). \quad (4)$$

Авторегрессионные модели очень хорошо описывают нестационарные финансовые временные ряды, но их недостаток заключается в том, что определение необходимых параметров φ для (2), α для (3) и λ для (4) является самостоятельной, весьма нетривиальной задачей.

Таким образом, проведенный в работе анализ позволил определить необходимые требования к фильтрации сигналов. Установлено, что применение параметрических моделей для описания финансовых временных рядов предпочтительнее непараметрических методов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Ширяев А.Н. Вероятностно-статистические модели эволюции финансовых индексов // Обозрение прикладной и промышленной математики. 1995. Т. 2, вып. 4. С. 527–555.

2. Hodrick R., Prescott E., Postwar U.S. Business Cycles: An Empirical Investigation // Journal of Money, Credit, and Banking. 1997.

ПОСТРОЕНИЕ ПРОГНОСТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА УРОВНЕЙ МЮРРЕЯ

С.М. Буркова, студентка 5-го курса, каф. ЭМИС

г. Томск, ТУСУР, т. 8-923-411-20-78, Svetlana.burkova@gmail.com

В настоящее время возрос интерес к методам прогнозирования движения цены на рынке. Одним из таких методов является принцип Мюррея. Но вокруг него сложилось разнородное мнение: действительно ли он позволяет определить дальнейшее поведение цены или это

всего лишь миф. Цель данной работы состоит в том, чтобы проанализировать прогностические возможности использования метода Мюррея на реальном рынке.

Первые исследования данного рода проводил В.Д. Ганн еще в начале XX в. и по информации из различных источников, можно сказать, что он добился очень хороших результатов. Ганн создал теорию, в которой описывалась взаимосвязь модели, цены и времени и то, как эта взаимосвязь влияет на рынок. Баланс этих трех элементов, особенно цены и времени, дает наилучшие возможности, которые могут привести к достижению большого успеха на рынке. Но техника Ганна была комплексной и трудной для исполнения. Последователь Ганна Т.Н. Мюррей разработал торговую систему, подходящую для любых рынков, названную математикой Мюррея (ММ). Основная мысль системы ММ заключается в том, что все рынки движутся в одинаковой манере (т.е. всеми рынками управляет толпа, и, следовательно, они имеют одинаковые характеристики). Система ММ составлена из двух основных компонентов: геометрия, используемая для измерения ценовых движений заданного рынка, и набора правил, основанных на технике Ганна и японских свечах. Поскольку правила ММ привязаны к геометрии ММ, трейдер может ожидать некоторые предопределенные движения цены. Признавая эти движения, трейдер увеличивает свои шансы нахождения на правильной стороне рынка. Основной принцип торговли по ММ можно определить как определение тренда на рынке, торговля в тренде, и быстрый выход из тренда с прибылью.

В данной работе исследовались данные, взятые с рынка Форекс, на основе которых и оценивалась случайность положительного результата применения метода Мюррея. Для этого было необходимо построить линии Мюррея, выбрать ε-окрестности. Таким образом, получались уровни Мюррея, от которых и принимаются точки разворота. Но один и тот же уровень в разное время может показывать разное поведение. То есть в определенное время этот уровень может работать только на отбой, в некоторых вообще не учитывается, а иногда на пробой, хотя по стратегии этот уровень определяется как пробойный. В результате расчетов получается некоторая разворотная зона, ограниченная уровнями Мюррея, временными линиями и ε-окрестностями, в которой вероятность исполнения прогноза достигает максимума.

Мюррей назначил различным линиям различные уровни сопротивления и поддержки. Линии 0/8, 4/8 и 8/8 являются очень важными уровнями поддержки и сопротивления. За линиями 0/8, 4/8 и 8/8 следуют (по важности) 2/8 и 6/8, за ними – 3/8 и 5/8, и, наконец, 1/8 и 7/8, которые являются наименее важными уровнями сопротивления и поддержки.

Мюррей оценивал шанс разворота так:

– если цена движется вверх –

1/8 – 50%, 2/8 – 75%, 3/8 – 87,5%, 5/8 – 93,75%, 7/8 – 96%, 8/8 – 98%;

– если цена движется вниз –

2/8 – 50%, 4/8 – 75%, 6/8 – 93,75%, 8/8 – 96%.

В результате работы был написан программный модуль на языке MetaQuotes Language4, который используется в клиентском терминале MetaTrader. Данный модуль позволяет строить уровни Мюррея на разных временных интервалах изменения цены, что дает возможность посмотреть дальнейшее поведение цены.

Исследования проводились на данных за период с сентября 1998 г. по июль 2008 г. на валютной паре EURUSD, H1. Автором установлен процент разворота:

– если цена движется вверх –

1/8 – 30%, 2/8 – 60%, 3/8 – 65%, 5/8 – 70%, 7/8 – 90%, 8/8 – 93%;

– если цена движется вниз –

2/8 – 45%, 4/8 – 60%, 6/8 – 50%, 8/8 – 60%.

В ходе исследования было подтверждено, что линии 2/8, 7/8 и 8/8 действительно работают так, как предложил Мюррей, исходя из того, что расхождения в процентных соотношениях составляют от 3 до 10%, остальные линии такого подтверждения не получили. Это говорит о том, что данную методику можно применять для прогнозирования поведения цены на рынке, но для получения более точного результата стоит использовать дополнительные методики.

ЛИТЕРАТУРА

1. Хьержик Д. Модель, цена и время. Применение теории Ганна в системах торговли. 2000.
2. http://forexsystems.ru/
3. http://www.tradersworld.com/murrey41/

ПРОЕКТ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ОЦЕНКИ СПРАВЕДЛИВОЙ ДОХОДНОСТИ ОБЛИГАЦИОННОГО ВЫПУСКА НА ОСНОВЕ ВРЕМЕННОЙ СТРУКТУРЫ БЕЗРИСКОВЫХ СТАВОК

Н.А. Истомин, аспирант каф. АСУ
г. Томск, ТУСУР, inick@sibmail.com

Модель оценки справедливой доходности облигационного выпуска на основе временной структуры безрисковых ставок, описанная в [1], требует большого количества вычислений. В связи с этим актуальной является задача автоматизации процесса вычисления.

Для расчета оценки справедливой доходности необходимы следующие данные: данные о результатах торгов облигациями, а также средние значения параметров кривой бескупонной доходности, рассчитываемой в соответствии с методикой [2]. Все входные данные, необходимые для расчета оценки справедливой доходности, являются общедоступными и находятся в сети Интернет – на официальном сайте ЗАО «ФБ ММВБ» в формате xml доступны данные по итогам торгов ценными бумагами, на официальном сайте Банка России доступны средние значения параметров кривой бескупонной доходности.

В разрабатываемой автоматизированной системе входные данные после их загрузки помещаются в базу данных.

Для оценки справедливой доходности облигационного выпуска на основе временной структуры безрисковых ставок, пользователю автоматизированной системы необходимо ввести следующие данные: эмитент, дата расчета, дюрация облигационного выпуска.

При выборе пользователем автоматизированной системы эмитента, для облигационного выпуска которого необходимо оценить справедливую доходность, и даты, на которую требуется оценка, система определяет выпуски данного эмитента, находящихся в выбранный момент в обращении. В случае недостаточности данных о результатах торгов либо о параметрах кривой бескупонной доходности система загружает необходимые данные из сети Интернет в базу данных.

Дальнейшие расчеты в автоматизированной системе выполняются в соответствии с методикой [1].

Таким образом, описываемая система состоит из 3 подсистем: ввода данных, загрузки данных, вычисления. Взаимодействия данных подсистем представлены на рис. 1.

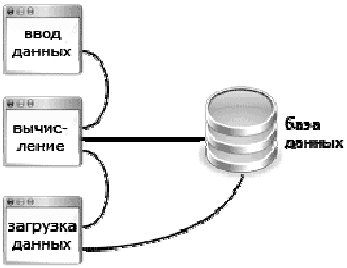


Рис. 1. Взаимодействие подсистем

Разрабатываемая автоматизированная система позволит производить оценку справедливой доходности облигационного выпуска в соответствии с методикой, описанной в [1].

ЛИТЕРАТУРА

1. Истомин Н.А. Оценка справедливой доходности облигационного выпуска на основе временной структуры безрисковых ставок / Н.А. Истомин, А.А. Мицель // Управление риском. 2008. № 4. С. 41–46.

2. Гамбаров Г., Шевчук И., Балабушкин А., Никитин А. Кривая бескупонной доходности на рынке ГКО-ОФЗ – Режим доступа: http://cbr.ru/GCurve/MetMat.asp

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОПТИМАЛЬНОГО ТЕКУЩЕГО ЗАПАСА ТОВАРОМАТЕРИАЛЬНЫХ ЦЕННОСТЕЙ ПРЕДПРИЯТИЯ. ЧАСТЬ 1

К.И. Иванов, студент 4-го курса, каф. ТУ
г. Томск, ТУСУР, т. 8-923-413-27-18, kest@kvadro.net

Роль запасов в экономике заключается в том, что они обеспечивают устойчивую работу производственных и торговых систем. Как малая величина запасов, так и большая – являются существенными предпосылками к уменьшению эффективности деятельности предприятия, нарушению ритмичности его функционирования. Поэтому определение оптимального размера запасов представляет актуальную тему исследований.

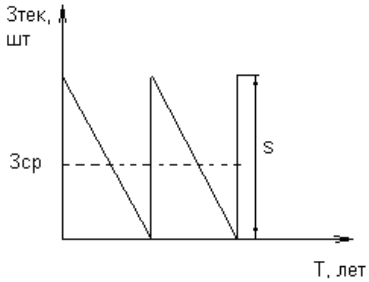


Рис. 1. Изменение уровня запасов во времени

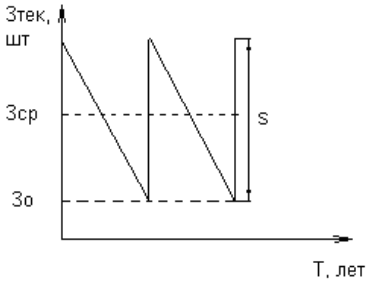


Рис. 2. Изменение уровня запасов во времени, с учетом величины страхового запаса

Когда говорят о размере текущего запаса, как правило, имеют в виду его максимальную, минимальную и среднюю величины (рис. 1, 2) [1]. На рис. 1 и 2 представлена ситуация, когда новая партия приборов прибывает точно в момент окончания предыдущей. На рис. 2 $З_о$ представляют собой страховой запас приборов (шт.); $З_{тек}$ – текущее количество приборов на складе. Оптимальным значением текущего запаса будем считать значение его средней величины $З_{ср}$. Таким образом, задача поиска оптимального размера запасов сводится к задаче поиска оптимальной величины заказываемой партии (с учетом $З_{ср} = S/2$, где S – размер заказываемой партии, шт.).

Прежде чем сформулировать задачу, обозначим условия, при которых она будет иметь решение:

1. Новая партия приборов доставляется в момент полного расходования текущего запаса.

2. Потребность в данном количестве приборов за период является величиной известной и постоянной.

3. Затраты на размещение одного заказа (К (руб.) – затраты, которые предприятие несет с момента принятия решения о размещении заказа одной партии приборов поставщику до момента ее прихода (например, затраты на оформление договора, представительские расходы на проведение переговоров, на охрану и страхование груза, на транспортировку)), удельные затраты на хранение приборов (М – доля стоимости хранения одного прибора от его цены, в единицу времени (год$^{-1}$)) – в рассматриваемом периоде не изменяются.

4. Закупочная стоимость одного прибора постоянна и не зависит от размера партии.

Целевую функцию можно представить в виде

$$C_{общ} = F\{C_{хр}, C_{зак}, M, K, Q, P, S, З_о, T\} \to \min .$$

При этом неуправляемыми параметрами являются: K, M, Q (где Q – общая потребность в данных приборах в анализируемом периоде, шт.; P – закупочная стоимость одного прибора, руб./шт.; T – длительность анализируемого периода, лет).

Таким образом, критерием оптимума будет являться минимум суммы общих затрат за период:

$$C_{общ} = C_{зак} + C_{хр},$$

где $C_{зак}$ – затраты на размещение заказа, которые определяются количеством и стоимостью приборов, руб.:

$$C_{зак} = K * \frac{Q}{S}. \qquad (1)$$

$C_{хр}$ – затраты, связанные с хранением приборов, руб.:

$$C_{хр} = M * T * P * \frac{S + З_о}{2}. \qquad (2)$$

Из соотношений (1) и (2) становится очевидно, что размер заказа влияет на изменение затрат в периоде как на создание запаса приборов, так и на его хранение (в первом случае зависимость обратно пропорциональная, а во втором – прямо пропорциональная). Тогда наша задача примет вид $C_{общ} = C_{хр} + C_{зак} \to \min$, графически изображена на рис. 3.

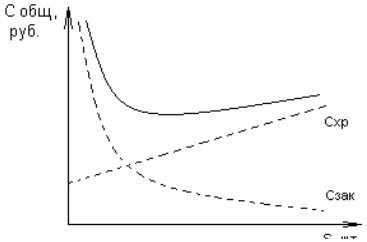


Рис. 3. Зависимость общих затрат от размера партии

Составим математическую модель данной задачи:

$$\begin{cases} C_{общ} = P*M*T*\dfrac{S+З_о}{2} + K*\dfrac{Q}{S} \to \min; \\ S \geq 0, \text{ целое}; \\ S \leq Q; \\ P, M, T, K - \text{const}. \end{cases} \quad (3)$$

Рассмотрим данную задачу на примере: организация перепродает некие приборы, завозимые ею на свой склад от предприятия-производителя. Потребность организации в данных приборах в год составляет 5 млн шт. при цене в 100 руб./шт. Доля затрат на хранение одного прибора в его стоимости известна и равна 25 лет$^{-1}$, остается неизменной, как и затраты на размещение одного заказа, равные 40 руб. Требуется найти размер партии, при котором общие затраты будут минимальны.

Решение данной задачи нелинейного целочисленного программирования произведено средствами Excel [2]. Получен следующий результат: $S_{оптим}$ = 400 шт., $C_{общ}$ = 1 млн руб. ($S_{оптим}$ – такой размер заказываемой партии приборов, при котором суммарные затраты принимают минимальное значение). При этом при отклонении размера закупочной партии от оптимального значения, например до 300 шт., $C_{общ}$ = 1041667 руб., т.е. становятся выше на 4,2%.

Результаты работы показали, что одним из существенных факторов, способствующих уменьшению издержек предприятия и повышению эффективности его деятельности, является определение оптимального размера запасов. Решение задачи нелинейного целочисленного программирования позволяет не только оценить, но и получить конкретное значение данной величины. Во второй части будет рассмотрено влияние различных факторов (времени, затрат, связанных с хранением, формированием запасов) на данную модель.

ЛИТЕРАТУРА

1. Гаджинский А.М, Логистика: Учеб. пособие. М.: Дашков и К, 2007. 325 с.

2. Курицкий Б.Я. Поиск оптимального решения средствами Excel 7.0. СПб.: BHV-Санкт-Петербург, 1997. С. 183–190.

МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОПТИМАЛЬНОГО ТЕКУЩЕГО ЗАПАСА ТОВАРОМАТЕРИАЛЬНЫХ ЦЕННОСТЕЙ ПРЕДПРИЯТИЯ. ЧАСТЬ 2

К.И. Иванов, студент 4-го курса, каф. ТУ

г. Томск, ТУСУР, т. 8-923-413-27-18, kest@kvadro.net

В первой части статьи была обозначена задача оптимизации:

$$\begin{cases} C_{общ} = P*M*T*\dfrac{S+З_о}{2} + K*\dfrac{Q}{S} \to \min, \\ S \geq 0, \text{ целое}, \\ S \leq Q, \\ P,\ M,\ T,\ K - \text{const}, \end{cases} \quad (1)$$

где K – затраты на размещение заказа одной партии приборов, руб.; M – доля стоимости хранения одного прибора в его цене, в единицу времени, год$^{-1}$; Q – общая потребность в данных приборах в анализируемом периоде, шт.; P – закупочная стоимость одного прибора, руб./шт.; T – длительность анализируемого периода, лет; $C_{общ}$ – общие затраты, связанные с размещением заказа, приобретением и хранением приборов за весь рассматриваемый период, руб.; S – размер заказа, шт.; S_o – страховой запас, шт.; $S_{оптим}$ – оптимальный размер заказываемых партий, при котором $C_{общ}$ минимально.

Усложним данную задачу. Примем к рассмотрению стоимость отвлечения в запасы активов предприятия.

$$C_к = \Delta Ц_з + \Delta Ц_{отвл}, \quad (2)$$

где $C_к$ – потери от омертвления в запасах ликвидных активов; $\Delta Ц_з$ – изменение стоимости партии приборов в рассматриваемом периоде. Эта величина может изменяться как в большую (например, за время хранения на складе рыночная цена на данный прибор повысилась), так и меньшую сторону (например, ухудшение качества, порча, падение рыночных цен и т.п.). Тогда:

$$\Delta Ц_з = P_T*S_T - P_1*S_T = S_T*(P_T - P_1), \quad (3)$$

где P_T – стоимость, по которой данный прибор был приобретен, руб.; P_1 – изменившаяся рыночная стоимость, руб.; S_T – размер заказываемых партий в анализируемом периоде; $Ц_{отвл}$ – изменение (как показывает практика – удешевление) стоимости денег, вложенных в запасы за период их отвлечения из оборота.

$$Ц_{отвл} = \frac{\dfrac{S_T + З_о}{2} * P_T}{(1+i)^T}, \quad (4)$$

где i – ставка дисконтирования. Тогда, подставляя соотношения (4) и (3) в (2), получим:

$$Ск = S_T*(P_T - P_1) + \frac{\frac{S_T + З_о}{2} * P_T}{(1+i)^T}. \quad (5)$$

Модель (1) с учетом соотношения (5) примет вид

$$\begin{cases} C_{общ} = P_T*M*T*\frac{S_T + З_о}{2} + K*\frac{Q}{S_T} + S_T*(P_T - P_1) + \frac{\frac{S_T + Зо}{2}*P_T}{(1+i)^T} \to \min, \\ S - \text{натуральное}, \\ S \le Q, \\ P, M, T, K, i - \text{const}, \\ i \ne -1. \end{cases} \quad (6)$$

Решим задачу в этой постановке. Для этого введем недостающие значения: Q = 5 млн шт., P = 100 руб./шт., M = 25 лет$^{-1}$, K = 40 руб., коэффициент дисконтирования примем равным 30% (i = 30%) и изменившуюся стоимость P_1, равную 950 руб. Решив поставленную задачу средствами Excel [1], получим следующие значения: $S_{оптим}$ = 675 шт., $C_{общ}$ = 592257 руб. Для сравнения, если бы организация проводила закупки партиями, оптимальными для соотношения (1), показатели бы составили: S = 400, $C_{общ}$ = 675384 руб., что на 83126 руб. дороже эффективного варианта, – разница составляет 14%.

На рис. 1 приведена зависимость затрат на хранение партии приборов, в зависимости от ее размера (в данном виде она рассматривалась в первой статье). В общем случае данная связь будет несколько иной (рис. 2):

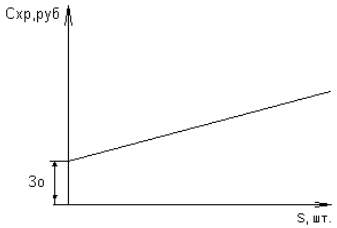


Рис. 1. Зависимость затрат на хранение партии запасов от ее размера

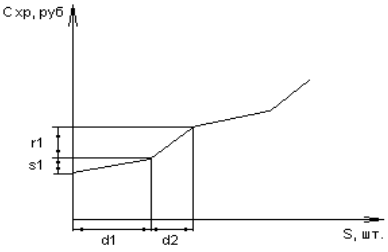


Рис. 2. Нелинейность увеличения общих затрат на хранение запасов, от размера партии заказа

Вызвано это тем, что при операциях с определенными объемами запасов, в некоторых пределах изменяемыми, организация задействует собственные средства в размере (s_1, руб. – машины, персонал и т.п.). Далее, при превышении реальными объемами запасов (на рис. d1 и d2) некоторого уровня предприятию приходится прибегать к трате дополнительных средств (r_1, руб.), например, на дополнительные машины, стеллажи, персонал. Данный «задел» на будущее не будет задействован полностью ($s_1 > r_{1)}$ до определенного момента, после которого произойдет новый скачок. Учтем это в нашей модели. Обозначим эти дополнительные издержки как $C_{неравн}$ (руб.):

$$C_{неравн} = S*K*T*J, \qquad (7)$$

где J – мультипликатор прироста затрат (безразмерная величина); $J = \left|1 - \frac{r}{s}\right|$; где r – реальные затраты на обслуживание запасов (руб.); s – норма затрат (руб.) на обслуживание запасов, при существующих технических средствах и персонале (руб.). Тогда система (6) примет вид

$$\begin{cases} C_{общ} = P_\tau * M * T * \frac{S_T + 3_o}{2} + K * \frac{Q}{S_T} + K * S_T * T * J + S_T * (P_T - P_1) + \frac{\frac{S_T + 3o}{2} * P_T}{(1+i)^T} \to \min, \\ S - \text{натуральное}, \\ S \le Q, \\ P, M, T, K, i, J - \text{const}, \\ i \ne -1,\ s \ne 0. \end{cases} \qquad (8)$$

Посмотрим, как добавление этого элемента скажется на конечном результате, при условии s = 40, r = 45. Задача имеет следующие решения: $S_{оптим}$ = 588 шт., $C_{общ}$ = 680271 руб. – результат оказался прогнозируемым: с увеличением общих затрат (за счет добавления $C_{неравн}$) уменьшилась величина партии $S_{оптим}$. Опять-таки при неоптимальном выборе, предприятие несет дополнительные затраты в размере 51113 руб. (при S = 400 шт.) или на 7,5% большие, чем при оптимальном размере партии.

Результаты работы показали, что одним из существенных факторов, способствующих уменьшению издержек предприятия и повышению эффективности его деятельности, является определение оптимального размера запасов. При этом количественное значение данной величины варьируется, в зависимости от того, сколько рассматривается факторов: построение более полной модели способствует увеличению адекватности получаемого результата. Рассмотренная модель лег-

ко может быть адаптирована для любого предприятия, учитывающего свои конкретные особенности.

ЛИТЕРАТУРА

1. Курицкий Б.Я. Поиск оптимального решения средствами Excel 7.0. СПб.: BHV-Санкт-Петербург, 1997. С. 183–190.

ПРОГНОЗИРУЮЩЕЕ УПРАВЛЕНИЕ ПРОИЗВОДСТВОМ, ХРАНЕНИЕМ И ПОСТАВКАМИ ТОВАРОВ С УЧЕТОМ СЛУЧАЙНЫХ ФАКТОРОВ

М.Ю. Киселева, студентка 5-го курса,
каф. прикладной математики
Томский государственный университет,
т. 8-909-539-86-46, MarinaKiseleva@sibmail.com

В настоящее время широкое применение находит метод прогнозирующего управления, который используется при управлении технологическими процессами [1], в экономике – при управлении производством [2], портфелем ценных бумаг [3]. Метод прогнозирующего управления применяется на практике для решения задач синтеза систем управления, функционирующих в условиях жестких ограничений, накладываемых на переменные состояния и управления.

Рассматривается вариант экономической системы, предназначенной для производства, хранения и поставок товаров [2]. Пусть модель системы описывается уравнениями:

$$q_{t+1} = \overline{A} q_t + \varphi_t + \xi_t , \qquad (1)$$

$$z_{t+1} = z_t + \overline{B}\omega_t - \varphi_t + \varsigma_t , \qquad (2)$$

где q_t − количество товаров у потребителя; z_t − количество товаров на складе производителя; ω_t – объем производства; φ_t – объем поставок; ξ_t, ζ_t – гауссовские случайные последовательности с характеристиками: $M\{\xi_t\} = 0$, $M\{\zeta_t\} = 0$, $M\{\xi_t \xi_k^{\mathrm{T}}\} = \Sigma\delta_{t,k}$, $M\{\zeta_t \zeta_k^{\mathrm{T}}\} = \Xi\delta_{t,k}$, $M\{\xi_t \zeta_k^{\mathrm{T}}\} = 0$. В общем случае z_t, q_t – n-мерные векторы, $\overline{A}$ и $\overline{B}$ – матрицы, определяющие динамику производства и потребления. В модели (1), (2) случайные векторы ξ_t, ζ_t учитывают ошибки, возникающие из-за неточного задания параметров модели.

Количество товаров на складе не может быть меньше минимально допустимого значения $z_{\min}$ и больше размера склада $z_{\max}$. На объем производства накладывается ограничение $\omega_{\max}$. Объем поставок зави-

сит от количества товаров на складе. Таким образом, в каждый момент времени t должны выполняться ограничения:

$$z_{\min} \le z_t \le z_{\max},\ 0 \le \omega_t \le \omega_{\max},\ 0 \le \varphi_t \le \omega_t. \qquad (3)$$

Переменные ω_t и φ_t рассматриваются как управляющие воздействия.

Модель экономической системы (1), (2) может быть представлена в следующем векторно-матричном виде:

$$\begin{bmatrix} q_{t+1} \\ z_{t+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \overline{A} & 0 \\ 0 & E \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_t \\ z_t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} E & 0 \\ -E & B \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \varphi_t \\ \omega_t \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \xi_t \\ \zeta_t \end{bmatrix}, \qquad (4)$$

где E – единичная матрица. Введем обозначения:

$$x_t = \begin{bmatrix} q_t \\ z_t \end{bmatrix},\ u_t = \begin{bmatrix} \varphi_t \\ \omega_t \end{bmatrix},\ A = \begin{bmatrix} \overline{A} & 0 \\ 0 & E \end{bmatrix},\ B = \begin{bmatrix} E & 0 \\ -E & B \end{bmatrix},\ w_t = \begin{bmatrix} \xi_t \\ \zeta_t \end{bmatrix}, W = \begin{bmatrix} \Sigma & 0 \\ 0 & \Xi \end{bmatrix},$$

тогда модель (4) можно представить в виде:

$$x_{t+1} = Ax_t + Bu_t + w_t, \qquad (5)$$

где w_t – гауссовская случайная последовательность ($M\{w_t\} = 0$, $M\{w_t w_k^{\mathrm{T}}\} = W\delta_{t,k}$).

Пусть y_t – n-мерный вектор выхода и ψ_t – l-мерный вектор наблюдений определяются следующими соотношениями:

$$y_t = Gx_t, \qquad (6)$$

$$\psi_t = Hx_t + v_t, \qquad (7)$$

где $G = (E\ 0)$; v_t – вектор случайных ошибок (гауссовская случайная последовательность с характеристиками: $M\{v_t\} = 0$, $M\{v_t v_k^{\mathrm{T}}\} = W\delta_{t,k}$, $M\{v_t w_k^T\} = 0$). Формула (7) является моделью системы контроля за состоянием экономического объекта, при этом матрица H задается разработчиком.

Ставится задача: по наблюдениям (7) определить стратегию управления производством, хранением и поставками товара, обеспечивающую количество товаров у потребителя y_t, близкое к заданному вектору $\overline{q}$, с учетом ограничений вида (3).

Управление определяется на основе минимизации критерия вида

$$J(t) = \frac{1}{2}\sum_{k=1}^{N}\left\{\left\|\hat{y}_{t+k|t} - \overline{q}\right\|_C^2 + \left\|u_{t+k|t} - u_{t+k-1|t}\right\|_D^2\right\}, \qquad (8)$$

где $C > 0$ и $D > 0$ – весовые матрицы; N – горизонт прогнозирования; $\hat{y}_{t+k|t}$ – прогнозируемый выход (для его построения используется экстраполятор Калмана [4]); $u_{t+k|t}$ – управление, используемое в прогнозирующей модели.

Для учета в управлении ограничений вида (3) предлагается оптимизацию критерия (8) проводить с помощью процедуры quadprog системы Matlab.

Моделирование выполнено при следующих исходных данных:

$$\bar{A}=\begin{bmatrix} 0{,}75 & 0 \\ -0{,}25 & 0{,}9 \end{bmatrix},\ \bar{B}=\begin{bmatrix} 0{,}3 & 0{,}1 \\ 0{,}2 & 0{,}8 \end{bmatrix},\ z_{\min}=\begin{bmatrix} 0{,}1 \\ 0{,}1 \end{bmatrix},\ z_{\max}=\begin{bmatrix} 1{,}5 \\ 2{,}5 \end{bmatrix},$$

$$\omega_{\max}=\begin{bmatrix} 0{,}8 \\ 0{,}7 \end{bmatrix},\ z_0=\begin{bmatrix} 0{,}2 \\ 0{,}2 \end{bmatrix},\ q_0=\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix},\ \bar{q}=\begin{bmatrix} 1 \\ 2 \end{bmatrix},\ N=3,$$

$V = \mathrm{diag}\{0{,}0005;\ 0{,}0005;\ 0{,}0005;\ 0{,}0005\}$, $W = 0$, $H = E$,

время моделирования 30.

В результате моделирования показано, что заданное количество товаров первого типа достигается к моменту времени 14, а второго – 17 (рис. 1), при этом в каждый момент времени выполняются все ограничения на компоненты векторов состояния и управления.

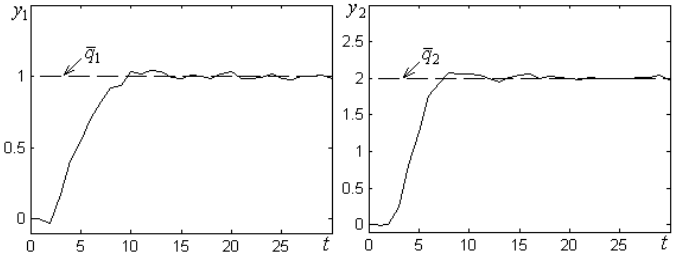


Рис. 1. Реализации компонент вектора выхода системы

Таким образом, построено решение задачи синтеза управлений выходом экономической системы производства, хранения и поставок товаров потребителям для модели с дискретным временем с учетом реальных ограничений в форме неравенств. С использованием пакета прикладных программ Matlab выполнены расчеты с учетом всех ограничений.

ЛИТЕРАТУРА

1. Camacho E.F., Bordons C. Model predictive control. London: Springer-Verlag, 2004. 405 p.

2. Перепелкин Е.А. Прогнозирующее управление экономической системой производства, хранения и поставок товаров потребителям // Экономика и математические методы. 2004. Т. 40, № 1. С. 125–128.

3. Домбровский В.В., Домбровский Д.В., Ляшенко Е.А. Управление с прогнозирующей моделью системами со случайными зависимыми параметрами при ограничениях и применение к оптимизации инвестиционного портфеля // Автоматика и телемеханика. 2006. № 12. С. 71–85.

4. Браммер К., Зиффлинг Г. Фильтр Калмана–Бьюси. М.: Наука, 1972. 200 с.

ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ АППРОКСИМАЦИИ К ИССЛЕДОВАНИЮ ВАЛЮТНЫХ РЫНКОВ

А.И. Корнюшина, студентка 5-го курса ЭФ, каф. ЭМИС
г. Томск, ТУСУР, т. 8-923-409-79-32, kornyushina_alen@mail.ru

Интерес к математическому моделированию в экономике обусловлен революционными преобразованиями финансового рынка – изменением его структуры, возрастанием изменчивости в ценах, появлением новых финансовых инструментов, использованием современных информационных технологий для анализа цен, что, в свою очередь, предъявляет новые требования и ставит новые задачи, для решения которых необходимо проведение научных исследований в области математического моделирования финансовых процессов. Будучи большой и сложной системой с огромным количеством переменных, различных факторов и связей, финансовые рынки требуют для своего анализа достаточно сложных математических методов, методов статистической обработки данных, численных методов и компьютерных средств.

В работе проводится попытка прогнозирования одного из наиболее важных показателей валютных пар – цена в будущих периодах – на основе полиномиальной аппроксимации. Суть данного метода состоит в том, чтобы произвести аппроксимацию набора экспериментальных данных полиномом, адекватно описывающим зависимость между ними. Затем применить экстраполяцию к получившемуся функционалу, тем самым попытаться сделать прогноз тенденции на валютном рынке.

Полином, описывающий зависимость между эмпирическими значениями, имеет следующий вид:

$$P(x) = a_0 + a_1 x + a_2 x^2 + a_3 x^3 + \ldots + a_n x^n,$$

где $a_0, a_1, \ldots, a_n$ – коэффициенты, подлежащие определению методом наименьших квадратов.

Или, что то же самое:

$$y_i = P(x_i),$$

где пара (x_i, y_i) – эмпирические данные.

Для того чтобы вычислить неизвестные коэффициенты при x, нужно воспользоваться методом наименьших квадратов, суть которого заключается в том, чтобы минимизировать сумму квадратов отклонений аппроксимирующей функции от эмпирической:

$$\sum_{i=1}^{n} \left[P(x_i) - y_i \right]^2 \to \min.$$

Используя разработанную математическую модель, был произведен прогноз цены валютной пары EUR/USD. При сравнении модели-

руемого и эмпирического значений цены были выявлены периоды, на которых наблюдается приемлемая точность совпадения экспериментальных и расчетных данных.

Таким образом, в данном исследовании была разработана прогностическая математическая модель на основе метода полиномиальной аппроксимации. Также были установлены периоды времени, на которых наблюдается приемлемая точность прогноза цены рассматриваемой валютной пары.

ЛИТЕРАТУРА

1. Доугерти К. Введение в эконометрику. М., 1997. 402 с.
2. Замков О.О., Толстопятенко А.В., Черемных Ю.Н. Математические методы в экономике. М., 1997. 248 с.

СМЕНА СТРАТЕГИИ ФИРМЫ ДЛЯ МАКСИМИЗАЦИИ ПРИБЫЛИ В ДОЛГОСРОЧНОМ ПЕРИОДЕ

С.В. Козлов, аспирант каф. АСУ
г. Томск, ТУСУР, sergey3000k@mail

Рассматривая процесс выбора стратегии фирмы, предприниматель сталкивается с неизбежной дилеммой: получить максимум прибыли сейчас или закрепиться на рынке. В зависимости от выбранной стратегии у фирмы появляется цель, заключающаяся либо в максимизации прибыли, либо в максимизации выручки (максимизация продаж), при этом не обязательно упускается из вида прибыль.

Сравнение стратегий максимизации выручки и максимизации прибыли. Рассматривая выручку и прибыль фирмы за один отчетный период, мы можем сделать вывод, что выпуск при максимизации прибыли будет меньше, чем выпуск при максимизации выручки (рис. 1) $MR = MC > 0$.

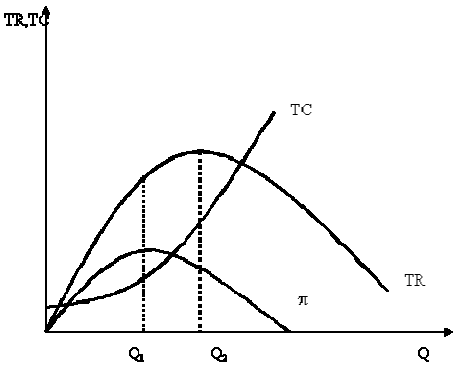


Рис. 1. Зависимость выручки (TR) и прибыли π о объема продаж (Q)

$\frac{dMR}{dQ} < 0$ – функция убывающая, т.к. $MR(Q_1) > MR(Q_2) \Rightarrow Q_1 < Q_2$.

Для менеджеров снижение выручки до объемов максимизации прибыли невыгодно по следующим причинам[1]:

1) падение привлекательности фирмы;

2) потери дистрибьюторов и сокращение каналов сбыта;

3) снижение рыночной власти.

Максимум выручки. Максимальная выручка будет при такой цене, когда процентное изменение объема продаж равно процентному изменению цены (с обратным знаком).

Условие достижения максимума выручки [2]:

$E=1$ или $\frac{\triangle q}{q} = -\frac{\triangle p}{p}$, где E – эластичность спроса по цене.

Если при текущей цене эластичность меньше 1, то для увеличения выручки выгодно цену повышать и, наоборот, снижать, если эластичность больше 1.

Максимум прибыли. Выручка хотя и считается одним из важнейших параметров деятельности компании, однако более значимым является определение уровня цен, при которых достигается максимум прибыли.

Максимум прибыли достигается при такой цене, когда процентное изменение объема продаж равно процентному изменению цены, умноженному на коэффициент $\frac{p}{p-c}$.

Условия достижения максимум прибыли:

$$E_{p-c} = \frac{p-c}{p} \cdot E = 1 \text{ или } \frac{\triangle q}{q} = -\frac{\triangle p}{p} \cdot \frac{p}{p-c},$$

где c – переменные затраты на единицу продукции; p – цена; q – объем продаж;

Рассматривая долгосрочный период мы можем разделить его на несколько этапов, и на каждом этапе выбирать такую стратегию фирмы, которая в совокупности с уже выбранными стратегиями на предыдущих шагах обеспечит максимум прибыли в конце периода.

ЛИТЕРАТУРА

1. Хей Д., Моррис Д. Теория организации промышленности. СПб., 1998. Т. 2. С. 77–80.

2. Гурьев Д. Максимизация выручки и прибыли. Практическая методика оценки последствий изменения цены // Ценообразование. 2005. № 10.

СТОХАСТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОПТИМАЛЬНОЙ СТРАТЕГИИ ПРОДАЖ

О.В. Лавренюк, студент 4-го курса, каф. прикладной математики и математического моделирования

Санкт-Петербургский государственный морской технический университет, т. +7-951-642-74-37, loveolga@gmail.com

Авиатранспортный рынок является наукоемкой и высокотехнологичной отраслью. Ситуация на современном рынке авиаперевозок требует от его участников применения всех доступных средств для увеличения прибыли. Поэтому российские авиакомпании начинают активно перенимать опыт зарубежных в составлении оптимального расписания, в ценообразовании и в управлении доходами, используя различные математические модели.

В статье рассмотрена задача построения оптимальной стратегии продаж авиабилетов с учетом стохастической природы спроса на авиабилеты. Оптимальная стратегия предполагает определение так называемого предела бронирования для каждого типа авиабилетов, (сверх которого не осуществляется продажа) с целью максимизации дохода при учете вместимости воздушных судов (cap_l), назначенных на рейсы полетного расписания [1–3].

Пусть имеется полетное расписание, включающее всего L рейсов. Положим также, что в рамках этого расписания существует P продуктов (авиабилетов по различным ценам), причем спрос на продукт с номером p представляет собой нормально распределенную величину с параметрами положения m_p и масштаба a_p. Тогда математическая формулировка задачи сводится к определению пределов бронирования x_p, обеспечивающих максимум ожидаемого дохода от продаж. Ожидаемый доход представляет собой скалярное произведение вектора доходов r_p от продажи одной единицы продукта типа p и вектора математических ожиданий M_p числа проданных на этот продукт билетов, при условии, что их может быть продано не более x_p:

$$\sum_{p=1}^{P} r_p M_p \to \max .$$

Естественными ограничениями являются условия по вместимости самолетов и неотрицательности пределов бронирования:

$$\sum_{p \in P_{li}} x_p \le \mathrm{cap}_l ,$$

$$x_p \ge 0, \forall p = 1,\ldots,P,$$

где P_l – множество всех рейсов, в которые входит продукт p.

Величина M_p представляет собой математическое ожидание усеченной справа нормально распределенной случайной величины, которое вычисляется по формуле

$$M_p = m_p - \frac{a_p}{\gamma_p}\varphi\left(\frac{x_p - m_p}{a_p}\right),$$

где $\varphi\left(\frac{x_p - m_p}{a_p}\right)$ – плотность вероятности распределения для спроса на продукт типа p; γ_p – это значение функции распределения нормальной случайной величины в точке усечения x_p.

Решая сформулированную задачу, мы определим предел бронирования, который будет зависеть от параметров распределения спроса для каждого продукта.

Рассмотрим простой модельный пример. Возьмем два рейса: из пункта A в пункт B с вместимостью 50 человек и B–C с вместимостью 70 человек. Эти рейсы образуют три маршрута (пары городов – пункт отправления и пункт прибытия). Предположим, что на каждом маршруте существует два ценовых класса, также у нас имеется прогноз пассажиропотока на эти продукты. Все эти данные указаны в табл. 1.

Таблица 1

Продукт + Класс бронирования	Цена продукта RUR	Математическое ожидание спроса	СКВО
A–B Full	4000	15	5
A–B Sale	2400	25	8
B–C Full	7000	30	9
B–C Sale	4200	40	13
A–B–C Full	10000	10	4
A–B–C Sale	6000	22	7

После применения стохастической и детерминированной моделей получим предел бронирования для продуктов, указанный в табл. 2.

Таблица 2

Продукт + Класс бронирования	A–B Full	A–B Sale	B–C Full	B–C Sale	A–B–C Full	A–B–C Sale
Предел бронирования для стохастической модели	18	17	35	20	11	4
Предел бронирования для детерминированной модели	15	25	30	30	10	0

Для определения сравнительной эффективности стохастической модели смоделируем процесс продажи билетов на продукты при помощи сгенерированного случайного потока запросов на продукты *p*, распределенный по нормальному закону с заданными характеристиками. Далее рассчитаем доход, который можно получить, продавая билеты согласно пределу бронирования, полученному после применения стохастического метода, и доход, полученный без применения вероятностного подхода, используя только детерминированный спрос.

После проведения 100 модельных расчетов были получены следующие результаты: средний доход с применением стохастического метода определения предела бронирования составил 494208 RUR, с применением модели детерминированного спроса – 488488 RUR. Таким образом, использование оптимизационных методов повышает средний доход на 1,2%, что в объемах авиакомпании может принести существенную выгоду. Все приведенные в статье вычисления были выполнены с помощью компьютерной математической среды Mathematica.

ЛИТЕРАТУРА

1. Smith B.C. Robust Airline Fleet Assignment, PhD thesis. Georgia Institute of Technology. 2004. P. 67–71.

2. Talluri K.T., van Ryzin G.J. Revenue Management. Theory and Practice. Springer. 2005. P. 714.

3. Фридман Г.М., Шебалов С.М. Поиск оптимальной стратегии продаж на основе решения задачи линейного программирования // Экономическая кибернетика. Научн. тр. Вып. 16. СПб.: Изд-во ФинЭка, 2007. С. 81–84.

ОЦЕНКА ИНВЕСТИЦИОННЫХ ПРОЕКТОВ МЕТОДОМ РЕАЛЬНЫХ ОПЦИОНОВ

А.Н. Мирошниченко

г. Томск, ТУСУР, т. 8-923-404-07-27, dr.shurik@mail.ru

Большинство финансистов для оценки инвестиционных проектов (ИП) используют показатели эффективности, полученные при использовании метода дисконтированных денежных потоков.

Оценка ИП методом реальных опционов (РО) основана на предположении, что любая инвестиционная возможность для компании может быть рассмотрена как финансовый опцион, т.е. компания имеет право, а не обязательство создать или приобрести активы в течение некоторого времени.

Что дает применение метода РО?

Гибкость в принятии решений. Использование метода РО для принятия решений по ИП позволяет компаниям учесть возможность гибкого реагирования на изменяющиеся внешние условия.

Обоснованность стратегических решений. Идеология опционного управления предприятием предполагает ориентирование менеджеров на пошаговое осуществление дополнительных инвестиций с целью сохранения стратегических позиций компании на рынке.

Комплексность в оценке ИП. В отличие от метода дисконтированных денежных потоков, который учитывает только поступление и расход денежных средств, метод РО позволяет учесть большее количество факторов.

Применение методики РО к оценке ИП целесообразно, когда выполняются следующие условия:

- результат проекта подвержен высокой степени неопределенности;
- менеджмент компании способен принимать гибкие управленческие решения при появлении новых данных по проекту;
- финансовый результат проекта во многом зависит от принимаемых менеджерами решений.

Нецелесообразно использовать метод РО в отношении проектов с высоким чистым дисконтированным доходом и высокой степенью достоверности.

Для оценки стоимости РО используются два основных метода:

- модель оценки стоимости опционов Блэка–Шоулза;
- биномиальная модель.

Модель оценки стоимости опционов Блэка–Шоулза. Данная модель проста как в изложении, так и в применении. Однако она имеет ряд ограничений:

- оцениваемый актив должен быть ликвидным (необходимо наличие рынка для оцениваемого актива);
- изменчивость цены актива остается одинаковой (то есть не происходит резких скачков цен);
- опцион не может быть реализован до срока его исполнения (европейский опцион).

Расчет стоимости РО осуществляется по формуле Блэка–Шоулза, разработанной для оценки финансовых опционов типа «колл.»:

$$C = N(d1) \times S - N(d2) \times PV(X),$$

где C – стоимость РО; $N(d)$ – интегральная функция нормального распределения;

$$d1 = Ln[S : PV(X)] : (\sigma\sqrt{t}) + (\sigma\sqrt{t}) : 2;$$

$$d2 = d1 - (\sigma\sqrt{t}),$$

где σ – стандартное отклонение доходности акций за период; S – текущая стоимость акций; $PV(X) = Xe^{-rt}$ – приведенная стоимость инвестиций на осуществление проекта или ликвидационной стоимости при отказе от проекта; X – цена исполнения опциона (для РО это затраты на осуществление проекта); e – число, являющееся основанием натурального логарифма; r – краткосрочная безрисковая ставка доходности; t – время до истечения срока исполнения опциона (реализации содержащейся в опционе возможности) или время до следующей.

Таким образом, формула Блэка–Шоулза подходит для оценки простых РО, имеющих единственный источник неопределенности и единственную дату решения.

Биномиальная модель. Техника построения биномиальной модели является более громоздкой, чем метод Блэка–Шоулза, но позволяет получить более точные результаты, когда существует несколько источников неопределенности или большое количество дат принятия решения.

В основе модели лежат два допущения:

- в одном интервале времени могут быть только два варианта развития событий (худший и лучший);
- инвесторы нейтрально относятся к риску.

Например, рассмотрим проект с одним интервалом времени и двумя вариантами реализации решений. Для каждого варианта оценивается вероятность наступления и рассчитывается стоимость РО. Вычисление стоимости опциона данным методом, по сути, представляет собой движение по «дереву решений», где в каждой точке менеджеры стараются принять наилучшие решения. В итоге денежные потоки, возникающие как следствие будущих решений, сводятся к приведенной стоимости (пример на рис. 1).

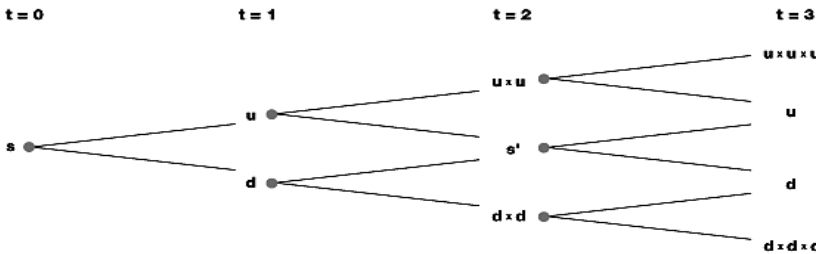


Рис. 1. «Дерево решений» трехступенчатой биноминальной модели:
t – период; s – первоначальная стоимость актива; u – рост стоимости;
d – снижение стоимости

На практике основные трудности использования биномиальной модели связаны с определением значений относительного роста и снижения стоимости бизнеса в каждом периоде, а также вероятностей положительного и негативного варианта развития событий.

Использование метода РО имеет не только преимущества, но и недостатки. Некритичное применение этой методологии может негативно влиять на бизнес компании и ее конкурентную позицию. Поддержание излишней гибкости в решениях может привести к частому пересмотру планов, потере «стратегического фокуса» и, как следствие, к тому, что компания никогда не достигнет поставленных стратегических целей. Кроме того, внедрение модели РО требует изменения внутренней культуры компании и подходов к ведению бизнеса, что нередко становится непреодолимым препятствием. Использование в управлении компанией РО позволяет менеджменту уделять меньше внимания созданию «идеальных» прогнозов и направлять больше усилий на определение альтернативных путей развития компании. Применение традиционного метода дисконтированных денежных потоков приводит к тому, что менеджменту в ходе реализации проекта бывает трудно отказаться от запланированных действий и увидеть новые возможности, которые принесут компании большие прибыли.

МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ В СТРАХОВАНИИ

В.И. Никольская, студентка 4-го курса, каф. высшей математики и математического моделирования

г. Томск, ТГУ, т. 8-903-954-97-19, nikolskaja@kvadro.net

Теория риска является синонимом математической теории страхования. Она занимается моделированием процесса возникновения вызовов в страховой компании, дает рекомендации по выбору размера оплат, таких, чтобы избежать разорения компании, а также чтобы быть конкурентоспособной на рынке страховых услуг. Классической моделью в теории страхования является модель Крамера–Лундберга. Согласно этой модели капитал страховой компании в момент времени t определяется формулой

$$R_t = u + c \cdot t - \sum_{k=1}^{N_t} \xi_k \qquad (1),$$

где u – начальный капитал; c – скорость поступления страховых взносов; t – время; ξ_k обозначает размер выплаты по k-му страховому случаю ($\{\xi_k\}$ – независимые одинаково распределенные случайные величины с некоторой функцией распределения $F(x) = P(\xi_1 \le x)$ и конечным

математическим ожиданием $\mu = E\xi_1$). $N = N(t)$, $t \geq 0$ – пуассоновский поток с интенсивностью $\lambda > 0$. Величина N_t определяет число страховых случаев до момента t, т.е. $N_t = \max(n \geq 1: \sum_{i=1}^{n} T_i \leq t)$, где T_1, T_2,… – моменты поступления требований к оплате.

Средний размер капитала страховой компании в момент времени t определяется формулой

$$ER_t = u + (c - \lambda \cdot \mu)t = u + \rho \cdot \lambda \cdot \mu \cdot t,$$

из которой следует условие финансовой устойчивости компании:

$$\rho = \frac{c}{\lambda \cdot \mu} - 1 > 0.$$

Для этой модели получена вероятность разорения страховой компании.

В настоящее время существуют более совершенные модели:

$$R_t = u + \int_0^t R_s d\eta_s + c \cdot t - \sum_{k=1}^{N_t} \xi_k, \qquad (2)$$

$$R_t = u + \int_0^t R_s d\eta_s + \int_0^t c_s ds - \sum_{k=1}^{N_t} \xi_k, \qquad (3)$$

$\eta_t = a \cdot t + \sigma w_t$, где $(w_t, t \geq 0)$ – стандартное броуновское движение; $dS_t = S_t d\eta_t$ – геометрическое броуновское движение.

Общими характеристиками моделей (2), (3) и (1) являются: вызовы происходят в случайные моменты времени и размер страхового возмещения также является случайной величиной. Предполагается, что компания должна быть в состоянии оплатить размер ущерба в случае наступления страхового случая. Капитал компании увеличивается за счет страховых взносов клиентов. Преимуществами моделей (2), (3) является то, что они учитывают случайный характер поступающих страховых взносов и позволяют более адекватно описывать реальные процессы страхования.

Рассмотренные модели были реализованы с помощью численных методов на ЭВМ. Произведены сравнение и анализ этих моделей. Были определены вероятности разорения компании, оптимальные размеры страхового взноса. Получены прогнозы для размеров исков, а также рассмотрено применение этих моделей к реальным данным.

ЛИТЕРАТУРА

1. Pergamenshchikov S. Ruin probability in the presence of risky investments // Stochastic Process Appl. 2006. Vol. 116. P. 267–278.

2. Mikosch T. Non-Life Insurance Mathematics // An Introduction with Stochastic Process. Berlin: Springer, 2004.

МОДЕЛИРОВАНИЕ РАЗРАБОТКИ ПЛАНА ВНЕШНЕГО УПРАВЛЕНИЯ ПРЕДПРИЯТИЕМ

М.В. Самохвалова, В.Ф. Соболев, каф. антикризисного управления
Новосибирский государственный университет экономики и управления, т. 8(383) 224-28-29, animashka2005@yandex.ru

Одной из наиболее сложных в проведении процедур банкротства предприятий является восстановительная процедура банкротства «внешнее управление» [1]. По своему экономическому содержанию внешнее управление представляет собой комплекс весьма радикальных мер, осуществляемый в целях восстановления платежеспособности должника, как за счет его внутренних возможностей, так и с привлечением внешних источников средств.

Центральным звеном процедуры, стратегией выхода из кризисной ситуации является план внешнего управления (ПВУ).

В статье дано описание перспективного инструментария для разработки плана внешнего управления предприятием с использованием экономико-математического моделирования процессов его финансового оздоровления. Данный подход позволяет сформировать полное множество возможных ПВУ и выбрать из этого множества наиболее рациональные (эффективные).

ПВУ рассматривается как стратегический план для проблемного предприятия. Определяющее значение имеет выживание предприятия – через восстановление платежеспособности, достижение точки безубыточности и последующее функционирование уже с прибылью.

Одним из подходов к финансовому оздоровлению кризисного предприятия является институциональный. Институциональный подход предполагает реформирование, глубокую реструктуризацию предприятия, касающуюся ключевых его сторон, процессов и потенциала: имущественного комплекса (активов), обязательств, собственного капитала, процессов – маркетинговых, производственных, финансовых, инвестиционных и др. Подход увязывается с образованием в ходе оздоровления перспективных бизнесов новых юридических лиц, учреждаемых на части имущественного комплекса самим должником с «оборотным» участием иных лиц – стратегических инвесторов; при этом происходит надлежащее разделение и обязательств с оставлением их основной части на должнике.

Приведем в сокращенной записи модель формирования плана внешнего управления предприятием с использованием институционального подхода.

Кредиторская (мораторная) задолженность K_M предприятия на начало $t = 0$ периода $[0, T]$ процедуры ВУ погашается итоговым финан-

совым потоком $\Phi(t) = K(t) + \Pi(t)$, образованным (нарастающим итогом) конкурсным потоком $K(t)$ (это продажа отдельных объектов имущественного комплекса $K_{П2}(t)$ и продажа части бизнеса $K_{П1}(t)$) и производственным потоком $\Pi(t)$ (чистая прибыль).

Основные (системные) ограничения модели состоят из трех групп неравенств.

Первая группа неравенств требует, чтобы в период внешнего управления должник функционировал с оплатой всех текущих платежей, т.е. без роста дополнительной (к мораторной) кредиторской задолженности:

$$\Phi(t) \geq 0 \ (t = 1,2,\ldots,T). \qquad (1)$$

Вторая группа (одно неравенство) требует от должника к концу внешнего управления накопить финансовые средства, достаточные для погашения мораторной кредиторской задолженности $K_м$:

$$\Phi(t) \geq K_м \ (t = T). \qquad (2)$$

Третьей группой неравенств обеспечивается сохранение части бизнеса должника, т.е. безубыточное (платежеспособное) функционирование нового хозяйственного общества с момента его образования t^*, до некоторого прогнозного момента времени $T_н$:

$$\Phi_н(t) \geq 0 \ (t = t^*+1, \ldots, T_н). \qquad (3)$$

Уравнение (2) имеет модификацию (2*), когда требуется накапливать финансовые средства по очередям выплат в соответствии с заданным кредиторами графиком $\Gamma = \{t_{мк}, K_{мк}: к = 1, 2, 3\}$ ($t_{мк}$, $K_{мк}$ – момент накопления средств и объем мораторной кредиторской задолженности по $к$-й очереди):

$$\Phi(t_{мк}) \geq \sum_{i=1}^{к} K_{мi} \ (к = 1, 2, 3). \qquad (2^*)$$

Конкурсный финансовый поток $K_{П2}(t)$ продаж отдельных объектов i моделируется сетью работ и зависит от выбираемого расписания продаж $\pi = \{T_i, t_i\}$ (T_i, t_i – соответственно момент окончания и длительность продажи объекта i); конкурсный финансовый поток $K_{П1}(t)$ определяется вариантом j реструктуризации имущественного комплекса предприятия, т.е. продаваемого бизнеса ($j \in J$); производственный финансовый поток $\Pi(t)$ зависит от выбираемой производственной программы должника $V = \{V_l\}$ (l – продукция). Набор переменных π, j, V, удовлетворяющий приведенным системным и дополнительным организационно-технологическим (для π, V) ограничениям, определяется как допустимый ПВУ.

Рациональный план внешнего управления определяется и ищется среди допустимых ПВУ, следуя разработанному алгоритму поиска решения, в основе которого лежат экономические соображения [2].

Алгоритмы расчета рационального ПВУ реализованы программным комплексом (ПК) с использованием электронных таблиц [2]. При разработке ПК учтены некоторые естественные требования: структура внутримашинной базы исходных данных повторяет структуру форм первичной входной информации, используются стандартные программные средства, максимально визуализируются итоговые и основные промежуточные расчеты, используется диалоговый режим.

Автоматизированный перерасчет плана внешнего управления при объективных изменениях условий внешней среды, сделанных предположений и параметров позволяет пользователю (арбитражному управляющему, кредитору, инвестору, разработчику плана) оперативно реагировать на возмущения и вносить необходимые поправки в план и его реализацию.

Эффект от автоматизации ключевой функции восстановительной процедуры банкротства – планирование восстановления платежеспособности предприятия-должника – достигается за счет определенных факторов. К важнейшим относятся системность, комплексность, структурированность, увязка по всем ключевым элементам, определяющим достижение цели процедуры банкротства.

ЛИТЕРАТУРА

1. Федеральный закон от 14.02.2003 № 127-ФЗ «О несостоятельности (банкротстве)».

2. Соболев В.Ф., Самохвалова М.В. Информационная база, алгоритм выбора и расчет рациональных планов внешнего управления предприятием // Вестник НГУЭУ. 2008. № 1.

ПРОБЛЕМА ОЦЕНКИ ВЕНЧУРНЫХ ПРОЕКТОВ

Е.А. Серкина, К.О. Шушакова, студентки 4-го курса, каф. АСУ

г. Томск, ТУСУР, lede88@mail.ru

В настоящее время, как правило, для оценки венчурных проектов используются общеизвестные методы оценки инвестиционных проектов. Но венчурные проекты имеют ряд существенных отличий по сравнению с обычными инвестиционными проектами. В первую очередь, венчурные проекты являются высокорискованными. Также оценки денежного потока, основных финансовых показателей подобных проектов являются более сложными.

В настоящее время существуют следующие методы оценки венчурных проектов, разработанные зарубежными авторами:

1) договорный;
2) метод сопоставимых оценок;

3) метод дисконтированного денежного потока;
4) венчурный метод;
5) метод реальных опционов.

В России получили распространение договорный метод и метод дисконтированного денежного потока.

Ниже приведено краткое описание перечисленных пяти методов.

Во всех вышеприведенных методах следует различать оценку компании **pre-money** (до получения инвестиций) и **post-money** (после получения инвестиций).

Договорный метод. Данный метод является самым простым из используемых при оценке венчурных проектов. Он основан на достижении консенсуса между основателями компании и инвесторами относительно стоимости проекта в ходе переговорного процесса без привлечения какого-либо стандартного расчетного или математического метода.

Метод сопоставимых оценок. Метод базируется на вычислении стоимости компании на основе текущих или прогнозных значений ее операционных показателей с использованием коэффициентов отношения стоимости к тем же показателям, посчитанны на основе данных по рынку.

Метод дисконтированного денежного потока. В качестве коэффициента дисконтирования используется средневзвешенная стоимость акционерного капитала r_E на рынке с поправкой π на дополнительные венчурные риски, присущие конкретному проекту.

Дисконтированный поток DCF оценивается по формуле

$$DCF_{pre-money} = CF_1 + \frac{CF_2}{(1+r_E+\pi)} + \frac{CF_3}{(1+r_E+\pi)^2} + ... + \frac{CF_n}{(1+r_E+\pi)^{n-1}} + \frac{CF_{n+1}}{(1+r_E+\pi)^n}, \quad (1)$$

где CF_t – денежный поток компании в год $t \le n$, равный показателю прибыли/убыткам. Помимо этого, в выражение DCF входит конечная (терминальная) стоимость компании CF_{n+1} на конец прогнозного периода, также дисконтируемая к начальному периоду. Данный дисконтированный поток представляет собой pre-money оценку компании (1). Для получения post-money оценки проекта необходимо к денежному потоку проекта прибавить приведенное значение потока инвестиций (2):

$$DCF_{post-money} = CF_1 + \frac{CF_2 + I_2}{(1+r_E+\pi)} + \frac{CF_3 + I_3}{(1+r_E+\pi)^2} + ... + \frac{CF_n + I_n}{(1+r_E+\pi)^{n-1}} + \frac{CF_{n+1}}{(1+r_E+\pi)^n}, \quad (2)$$

где I_t – инвестиции в проект в год t.

Метод реальных опционов. Аналогия между финансовым опционом и возможностью инвестировать в венчурный проект (реальным опционом) устанавливается простым сопоставлением базовых параметров обоих объектов (таблица).

Метод реальных опционов

Колл-опцион	Венчурный проект
Возможность приобретения актива в будущем	Возможность получения дохода в будущем при условии проведения инвестиций
Цена приобретаемого актива	Дисконтированный финансовый поток проекта
Цена исполнения	Объем инвестиций
Время исполнения	Время, в которое должно быть проведено инвестирование

Венчурный метод. Определение стоимости компании венчурным методом состоит из следующих шагов:

– прогнозируется терминальная стоимость компании на «выходе»;

– терминальная стоимость дисконтируется по специальной «венчурной» ставке (до 75%), учитывающей высокую степень риска π.

Полученная стоимость является стоимостью post-money. Стоимость же pre-money определяют простым вычитанием из нее величины инвестиций I_t. Чаще всего в качестве последнего параметра берется совокупный их объем без учета дисконтирования. Таким образом, имеет место соотношение (3)

$$\text{Value}^{\text{venture}}_{\text{post-money}} = \frac{\text{ExitValue}}{(1+r_{\text{venture}})^{T-1}}, \qquad (3)$$

где ExitValue – стоимость компании на «выходе» (см. CF_{n+1}); r_{venture} – «венчурный» дисконт, равный r_E + π, где π имеет порядок 30–40%; T – период до «выхода».

Критерии выбора оптимальной стратегии финансирования. Для оценки венчурных проектов, помимо создания экономической модели проекта с помощью математического аппарата, необходимо использовать экспертные оценки.

В нашей работе мы рассматривали следующие критерии оценки экспертных данных:

- критерий Вальда;
- критерий Сэвиджа;
- критерий Гурвица;
- критерий Лапласа–Бернулли;
- критерий субъективно средних результатов;
- критерий субъективно средних сожалений;
- метод иерархий.

В заключение можно сказать, что в настоящее время в России является необходимым создание и развитие инновационной экономики. При этом венчурное инвестирование является одним из важных инструментов развития инновационных проектов.

Для правильной и эффективной оценки венчурных проектов необходимо разработать комплексную методику оценки таких проектов, основанную как на экономико-математических методах, так и на оценках экспертов относительно рассматриваемых проектов.

ЛИТЕРАТУРА

1. Венчурный капитал и прямое инвестирование в России: Сборник статей и выступлений. СПб.: РАВИ, 2006.

2. Гулькин П.Г. Венчурные и прямые частные инвестиции в России: теория и десятилетие практики. СПб.: Альпари СПб., 2003.

МОДЕЛЬ ФИНАНСИРОВАНИЯ ИНВЕСТИЦИОННОГО ПРОЕКТА

К.А. Шелковников, аспирант каф. АСУ

г. Томск, ТУСУР, shell@ms.tusur.ru

С развитием рыночных отношений появилось множество новых способов для финансирования инвестиционных проектов (например, эмиссия акций, ускоренная амортизация и т.д.) и теоретически расширились возможности по привлечению средств. В связи с такими тенденциями предприятия сталкиваются с необходимостью анализа целого ряда источников, прежде чем будет принято решение о приемлемости одного из них или их комбинации при финансировании инвестиционного проекта. При этом важным моментом является анализ особенностей каждого источника, ограничений, которые имеют место при использовании того или иного способа финансирования, а также стоимости инвестиционных ресурсов.

Естественно, что выбор источников финансирования инвестиций должен быть обоснованным. И намного удобнее, когда имеется специальный инструментарий, помогающий этот выбор обосновать. Таким инструментарием может стать автоматизированная система моделирования инвестиционного проекта и оптимизации выбора источников его финансирования.

Постановка задачи. Математически данная задача заключается в минимизации следующей функции:

$$Min(A_1x_1 + A_2x_2 + \ldots + A_kx_k),$$

где A_i – критерий оптимизации (суммарные выплаты по i-му источнику финансирования либо эффективная ставка i-го источника); x_i – признак использования источника финансирования (принимает 1 в случае использования источника и 0 – в противном случае).

Кроме того, накладывается ряд ограничений, количество которых равно количеству этапов. Экономический смысл этих ограничений

заключается в том, что выбранный набор источников финансирования на каждом этапе должен обеспечивать достаточность средств для финансирования проекта:

$$\sum_{j=1}^{k}\sum_{m=1}^{i} B_{m,j}x_j \geq -\sum_{m=1}^{i} C_m, \quad i=\overline{1,k},$$

где $B_{m,j}$ – суммы, получаемые по источникам финансирования и суммы выплат по ним; C_m – обязательные выплаты этапа, а также сторонние источники финансирования (например, прибыль от проекта, полученная на предыдущем этапе и рефинансированная в проект).

Решив эту задачу, мы сможем найти такое сочетание источников финансирования, при котором выбранный критерий оптимизации будет минимизирован, а лицо, принимающее решение, получает оптимальный портфель источников финансирования и может осуществлять инвестиционную деятельность согласно сформированному графику.

Метод решения. Выбор способов решения данной задачи показал, что метод Лемке и Шпильберга, в отличие от метода Гомори, дает результат при сравнительно небольшом количестве простых итераций.

Основная идея процедуры неполного перебора, предложенной Лемке и Шпильбергом, заключается в применении трех «критериев отсева»: критерии планомерного исключения альтернатив, критерии недопустимости и критерии предпочтительной переменной [1].

Помимо трех указанных критериев отсева автором данной статьи был предложен еще один критерий, вытекающий из экономического смысла задачи. Суть его сводится к тому, что величина суммы, привлекаемой из определенного источника финансирования, неизвестна, а перебор различных сумм из одного источника финансирования многократно увеличивает количество простых итераций выбора оптимального сочетания источников финансирования. Однако в реальности из одного источника финансирования несколько сумм привлекаться не будут (например, из определенного банка под один и тот же процент и в одно и то же время). Это позволяет выделить группы источников, внутри которых может быть использован только один источник. Введение такого критерия позволяет существенно сократить количество итераций при сохранении возможности уточнения суммы, привлекаемой из конкретного источника.

На данный момент описанный алгоритм реализован в виде автоматизированной системы моделирования инвестиционного проекта и оптимизации выбора источников его финансирования.

Система реализована в виде MDI приложения с возможностью сохранения и загрузки данных проекта. Среда разработки – Borland Delphi 2007.

Рассмотрим работу алгоритма.

В качестве примера выберем проект с денежным потоком по этапам, у.е.: 0, –400, –10, 350, 600, 900.

Возможными источниками финансирования были выбраны:

– облигационный заем на этапы проекта с 1-го по 6-й с суммой займа от 450 до 640 у.е. (с шагом 5), начальными расходами в размере 1% от суммы и купонным платежом в 17% годовых;

– банковский кредит на этапы проекта со 2-го по 6-й с суммой займа от 1 до 23 у.е. (с шагом 1), начальными расходами в размере 1,5% от суммы и ставкой кредита 22% годовых.

По результатам оптимизации с применением в качестве критерия оптимизации суммарных выплат по источникам финансирования были выбраны:

– 620 у.е. на условиях облигационного займа;

– 14 у.е. на условиях банковского кредита.

В случае применения в качестве критерия оптимизации эффективных ставок был выбран только один источник финансирования – 640 у.е. на условиях облигационного займа.

При решении задачи было сделано 1 639 итераций из возможных 4 611 686 018 427 388 160, что говорит о высокой эффективности выбранного метода оптимизации.

Таким образом, предложена оптимизационная модель выбора источника финансирования инвестиционного проекта, а также предложен метод поиска оптимального решения на основе модификации метода Лемке и Шпильберга и представлен пример работы предложенного метода.

По результатам работы можно сказать следующее:

– предложенная модель достаточно достоверно описывает процесс оптимизации выбора источника финансирования;

– выбранный метод оптимизации позволяет эффективно решать поставленную задачу;

– предложенная модификация метода существенно сокращает количество итераций при оптимизации;

ЛИТЕРАТУРА

1. Кофман А., Анри-Лабордер А. Методы и модели исследования операций. М.: Мир. 1977. 432 с.

АНАЛИЗ ПРОГНОСТИЧЕСКИХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ВОЛНОВОГО ПРИНЦИПА ЭЛЛИОТА

В.Ю. Сизова, Е.В. Черепкова, студентки 4-го курса каф. ЭМИС
г. Томск, ТУСУР, dubovetz@mail.ru, kolpaland@mail.ru

Возможность предвидеть дальнейшее поведение рынка была и остается актуальной задачей. До настоящего времени не существует модели, полностью описывающей его поведение. Однако предпринимались и предпринимаются попытки частичного описания тех или иных конфигураций, на основе которых может быть осуществлено прогнозирование. К такого рода методикам можно отнести подход, предложенный Р. Эллиотом, который в настоящее время является одним из наиболее популярных. Целью данной работы является оценка прогностических возможностей методики Эллиота применительно к финансовым рынкам.

В основе анализа лежит *волновой принцип*, согласно которому цены на финансовом рынке меняются по узнаваемым моделям. Причем, будучи связаны между собой, они формируют свои же более крупные по размеру аналоги, которые, в свою очередь, формируют те же самые модели еще большего размера, и так далее, приводя к структурированной прогрессии [1]. Использование данного принципа, с одной стороны, позволяет смоделировать поведение рынка и его вероятный дальнейший путь, а с другой – является весьма субъективным. Этим и объясняется неоднозначность получаемой картины развития рынка разными исследователями. Согласно волновому принципу осуществляется идентификация основных моделей: *импульсов* и *коррекций* [1]. Но найти модель, полностью подходящую под классические описания, на реальных ценовых данных довольно затруднительно.

Анализу подвергаются данные рынка курса валют, получаемые с помощью терминала Meta Trader, отличительной чертой которого является возможность создания собственных инструментов исследования. В ходе анализа реальных ценовых данных используется разработанный авторами индикатор, имеющий вид зигзага, позволяющий исключать «шумы» – случайные выплески в течение рассматриваемого временного интервала. Такой подход используется для создания картины ценовых данных, которая более пригодна для идентификации моделей.

По результатам параметрических исследований установлено, что импульсы занимают от 40 до 54% времени развития рынка, в зависимости от финансовых пар и временных интервалов исследований. Это довольно хорошо согласуется с классическими представлениями о продолжительности импульсов [1].

В настоящее время авторами разрабатываются методики идентификации коррективных волн и другие, более общие подходы, позволяющие спрогнозировать поведение рынка.

ЛИТЕРАТУРА

1. Пректер Р.Р., Фрост А.Дж. Волновой принцип Эллиота. Ключ к поведению рынка. М.: Алытина Паблишер, 2001. 268 с.

ОПТИМИЗАЦИЯ ИНВЕСТИЦИОННОГО ПОРТФЕЛЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОТНОШЕНИЯ ШАРПА

Н.В. Соломка, студент 4-го курса, каф. прикладной математики
Томский государственный университет,
т. 8-923-424-81-03, snat@vtomske.ru

25 лет назад W. Sharpe [1] ввел меру для измерения эффективности активов и термин «reward-to-variability ratio». В дальнейшем будем называть эту меру отношением Шарпа.

Пусть $\tilde{R}_F$ – доходность рискового актива в момент t; R_B – доходность безрискового актива в момент t; $\tilde{d}_t = \tilde{R}_F - R_B$ – дифференциальная доходность в момент t; $\bar{d} \equiv \frac{1}{T}\sum_{t=1}^{T}\tilde{d}_t$ – среднее значение дифференциальной доходности за исторический период от $t=1$ до T; $\sigma_d = \sqrt{\frac{1}{T-1}\sum_{t=1}^{T}\left(d_t - \bar{d}\right)^2}$ – стандартное отклонение доходности за этот же период, тогда историческое отношение Шарпа будет $Sh = \frac{\bar{d}}{\sigma_d}$.

Дифференциальная доходность представляет результат zero-investment стратегии. Zero-investment стратегия – стратегия, которая состоит из нулевых затрат (вложения) в настоящем и положительном, отрицательном или нулевом доходе в будущем в зависимости от обстоятельств. В статье рассматриваются случаи, когда две меры (среднее и вариация) объединены в одну – отношение Шарпа.

Первый случай. У инвестора капитал W вложен в безрисковый портфель с доходностью R_C. Инвестор желает увеличить доходность портфеля, вложив часть своего каптала V в рисковый актив с доходностью $\tilde{R}_F$. Назовем отношение $p = \frac{V}{W}$ относительной позицией.

Тогда дифференциальная доходность будет $\tilde{d} = \tilde{R}_F - R_C$, доходность комбинированного портфеля A равна $\tilde{R}_A = R_C + p \cdot \tilde{d}$, стандартное отклонение доходности портфеля A будет $\sigma_A = k$, а ожидаемая доходность портфеля A будет равна $\bar{R}_A = R_C + p \cdot \bar{d}$, $\bar{R}_A = R_C + p \cdot Sh \cdot \sigma_d$, $\bar{R}_A = R_C + k \cdot Sh$, где $k = p \cdot \sigma_d$ – рисковая позиция. Из приведенных соотношений видно, что ожидаемая доходность прямо пропорциональна отношению Шарпа и рисковой позиции.

Второй случай. Отличие от первого случая состоит в том, что инвестор перераспределяет капитал V между несколькими некоррелированными рисковыми активами. Аналогично первому случаю получим:

$$\tilde{R}_A = R_C + \sum_i p_i \cdot \tilde{d}_i, \ \ \sigma_A{}^2 = \sum_i k_i{}^2,$$

$$\bar{R}_A = R_C + \sum_i p_i \cdot \bar{d}_i, \ \ \bar{R}_A = R_C + \sum_i k_i \cdot Sh_i.$$

Цель инвестора – максимизировать критерий: $\bar{R}_A - \frac{\sigma_A{}^2}{\tau}$, где τ – толерантность к риску. Следовательно, нужно максимизировать $R_C + \sum_i k_i \cdot Sh_i - \frac{\sum_i k_i{}^2}{\tau}$, откуда, после нахождения производной по k_i и приравнивания полученного выражения к нулю, получим $Sh_i - \frac{2 \cdot k_i}{\tau} = 0$. В итоге $k_i = \frac{\tau}{2} Sh_i$.

На рис. 1 кривой *1* показана динамика цен акций «Газпром», кривой *2* – динамика цен акций «Росбанк».

На рис. 2 показана динамика трех портфелей для первого случая: кривой *1* соответствует портфель с большим отношением Шарпа, кривой *2* – безрисковый портфель, а кривой *3* – портфель с меньшим отношением Шарпа.

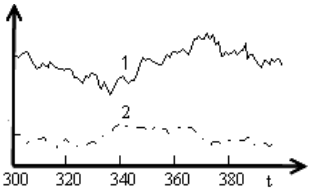


Рис. 1. Динамика цен акций

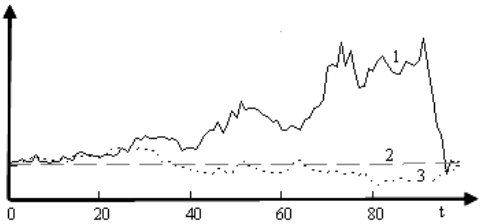


Рис. 2. Динамика портфелей в первом случае

На рис. 3 показана динамика двух портфелей для второго случая: кривой *1* соответствует портфель с привлечением zero-investment стратегии, а кривой *2* – безрисковый портфель.

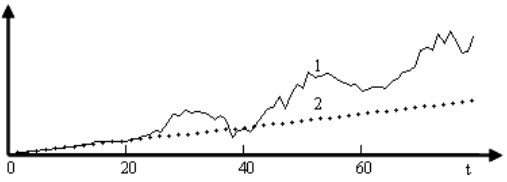


Рис. 3. Динамика портфелей во втором случае

Таким образом, результаты моделирования подтвердили применимость отношения Шарпа к построению инвестиционного портфеля.

ЛИТЕРАТУРА

1. William F.S. The Sharpe Ratio // The Journal of Portfolio Management. Fall, 1994. P. 1–15.

МОДЕЛЬ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПРИБЫЛИ ПРЕДПРИЯТИЙ В СФЕРЕ МАЛОГО БИЗНЕСА

А.Н. Важдаев, ст. преподаватель

г. Юрга, ЮТИ ТПУ, т. (384-51) 6-49-42, wazdaev@ngs.ru

Деятельность предприятия в сфере малого бизнеса (ПМБ) можно представить в виде взаимосвязи следующих параметров:

$$Inc = E + Ta + P, \qquad (1)$$

где *Inc* – доходы ПМБ, получаемые в процессе ее функционирования; *E* – постоянные и переменные расходы ПМБ; *Ta* – налоги, которые ПМБ платит в различные виды бюджетов; *P* – доходы предприятия, остающиеся в его распоряжении после оплаты расходов и налогов.

Прибыль предприятия *P* можно представить как

$$P = Inv + A + D, \qquad (2)$$

где *Inv* – вложение прибыли ПМБ в развитие своей деятельности, приносящее увеличение доходов; *A* – накопление прибыли ПМБ, которое даже если и приносит доходы, то они намного меньше доходов от инвестирования и лишь слегка покрывают инфляцию; *D* – денежное вознаграждение собственников ПМБ, чаще всего идущее на потребление.

Выражение (1) можно представить в преобразованном виде:

$$Inc = E + Ta + (Inv + A + D). \qquad (3)$$

Для собственников и руководителей компании увеличение прибыли *P*, безусловно, имеет большое значение для развития компании. Поэтому следует более внимательно рассмотреть выражение (2).

Представим произвольное распределение прибыли на инвестиции *Inv*, накопление *A* и дивиденды *D* в виде трех отрезков $InvW, AW, DW$ (каждый отрезок имеет длину, равную значению прибыли, которое идет на это направление) на рис. 1.

При этом выполняется следующее условие:

$$\angle InvWD = \angle InvWA = \angle DWA = 120^\circ, \quad (4)$$

или

$$\angle InvWD = \angle InvWA = \angle DWA = 2{,}09 \text{ рад}. \quad (5)$$

Достроим фигуру на рис. 1 до треугольника *InvAD* (рис. 2).

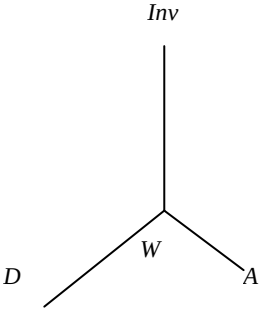


Рис. 1. Графическое изображение распределения прибыли в трех направлениях

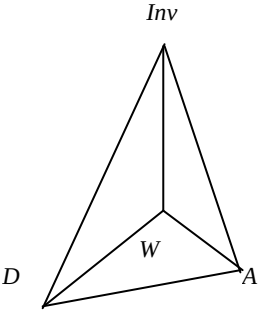


Рис. 2. Изображение распределения прибыли в виде треугольника

Значения длин отрезков *InvW*, *AW*, *DW* известны. Найдем значения длин сторон треугольника *InvAD*, используя теорему косинусов для произвольного треугольника:

$$c^2 = a^2 + b^2 - 2ab \cdot \cos C, \quad (6)$$

где *C* – угол между сторонами *a* и *b*.

$$\begin{cases} InvD = \sqrt{InvW^2 + DW^2 - 2 \cdot InvW \cdot DW \cdot \cos(\angle InvWD)}. \\ InvA = \sqrt{InvW^2 + AW^2 - 2 \cdot InvW \cdot AW \cdot \cos(\angle InvWA)}. \\ DA = \sqrt{DW^2 + AW^2 - 2 \cdot DW \cdot AW \cdot \cos(\angle DWA)}. \end{cases} \quad (7)$$

Используя выражение (6), можно найти значения углов $\angle DInvA, \angle InvAD, \angle ADInv$ с помощью системы уравнений:

$$\begin{cases} \angle DInvA = \arccos\left(\dfrac{InvD^2 + InvA^2 - DA^2}{2 \cdot InvD \cdot InvA}\right), \\ \angle InvAD = \arccos\left(\dfrac{InvA^2 + AD^2 - InvD^2}{2 \cdot InvA \cdot AD}\right), \\ \angle ADInv = \pi - \angle DInvA - \angle InvAD, \end{cases} \quad (8)$$

где $InvD \neq 0$, $InvA \neq 0$, $DA \neq 0$, в противном случае треугольник $InvAD$ перестает существовать.

По значению углов $\angle DInvA, \angle InvAD, \angle ADInv$ можно судить о том, в каком направлении происходит распределение прибыли ПМБ.

СОДЕРЖАНИЕ

СЕКЦИЯ 13

РАДИОТЕХНИКА

А.Ю. Абраменко, А.В. Фатеев
АТТЕНЮАТОР СВЧ-ДИАПАЗОНА В КОАКСИАЛЬНОМ
ТРАКТЕ 3,5×1,52 мм 7
М.С. Афанасьева, А.В. Кондратенко
МОНОЛИТНЫЙ МАЛОШУМЯЩИЙ УСИЛИТЕЛЬ L-ДИАПАЗОНА 9
С.О. Чечулин, Р.В. Литвинов
АЛГОРИТМ КАРАЦУБЫ-ОФМАНА ДЛЯ УМНОЖЕНИЯ
«ДЛИННЫХ ЧИСЕЛ» В «MS VISUAL C++ 6.0» 11
Е.В. Дмитриченко, А.И. Миллер
МНОГОЭТАЖНАЯ ПЛАНАРНАЯ АНТЕННА
С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ДИПОЛЕЙ 14
А.В. Дюдяев, В.А. Замотринский
ИССЛЕДОВАНИЕ ВХОДНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ВИБРАТОРНЫХ
АНТЕНН 16
Д.Р. Егорушкина, Д.А. Шведова, Е.В. Григорьев
АКТИВНЫЙ ФНЧ 19
В.В. Головко, Д.А. Митник
ИСЛЕДОВАНИЕ ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ПРОНИЦАЕМОСТИ
ОБРАЗЦОВ В ОБЪЕМНОМ ЦИЛИНДРИЧЕСКОМ РЕЗОНАТОРЕ 21
С.В. Ильина, О.В. Петля, Б.И. Авдоченко
АВТОМАТИЧЕСКОЕ ЗАРЯДНОЕ УСТРОЙСТВО «КЕДР 15 А» 24
Н.М. Харитонов
ПЕРВЫЙ КОНВЕРТОР СКАЛЯРНОГО АНАЛИЗАТОРА СПЕКТРА 27
М.О. Кожелюк, А.А. Титов
ШИРОКОПОЛОСНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ
НА БИПОЛЯРНЫХ ТРАНЗИСТОРАХ 29
И.Н. Козлов
УСИЛИТЕЛЬ ПРОМЕЖУТОЧНОЙ ЧАСТОТЫ 32
Ф.А. Михеев, О.Ю. Морозов, А.В. Фатеев
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ ПРОИЗВОДСТВЕННЫХ ДОПУСКОВ
НА ПАРАМЕТРЫ ОТРЕЗКА КОАКСИАЛЬНОГО ТРАКТА 34
В.О. Молодцов
ПРЕСЕЛЕКТОР СКАЛЯРНОГО АНАЛИЗАТОРА СПЕКТРА 37
А.П. Павлов, Э.В. Семенов
ИССЛЕДОВАНИЕ ВЛИЯНИЯ СТРОБИРОВАНИЯ НА ГЛУБИНУ
ЛОКАЛЬНОГО МИНИМУМА В СПЕКТРЕ СИГНАЛА
ДЛЯ ОБНАРУЖЕНИЯ НЕЛИНЕЙНОГО ПРЕОБРАЗОВАНИЯ 39
А.А. Петров
БЛОК ВНЕШНЕЙ МОДУЛЯЦИИ 43
И.И. Привалихин
ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ПОЛУПРОВОДНИКОВОГО ЛАЗЕРА
ДЛЯ ГОЛОГРАФИЧЕСКОЙ УСТАНОВКИ 45

А.А. Шибельгут, Д.А. Конкин, Р.В. Литвинов
РЕШЕНИЕ ОБРАТНЫХ ЗАДАЧ РАДИОЛОКАЦИИ СЛОИСТЫХ СРЕД В MATLAB R2006B 47
Г.А. Суркова, А. Бахманн, Х. Пойзель, Р.С. Круглов, А.С. Задорин
ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНОЕ ОПРЕДЕЛЕНИЕ ДЛИНЫ УСТАНОВИВШЕЙСЯ СВЯЗИ МОД МИКРОСТРУКТУРИРОВАННОГО ПОЛИМЕРНОГО ОПТИЧЕСКОГО ВОЛОКНА С ГРАДИЕНТНЫМ ПРОФИЛЕМ ПОКАЗАТЕЛЯ ПРЕЛОМЛЕНИЯ 50
И.Ж. Токбаева, В.В. Верховин, О.В. Костылева, А.Ф. Тарзиманова, А.А. Титов
РАЗРАБОТКА СХЕМЫ ПОСТРОЕНИЯ ВЫХОДНОГО КАСКАДА ВОЗБУДИТЕЛЯ СВЧ-ГЕНЕРАТОРА 53
А.С. Васильев, А.В. Кондратенко
ГЕНЕРАТОР СВЧ НА ДИЭЛЕКТРИЧЕСКОМ РЕЗОНАТОРЕ 56
В.В. Верховин, О.В. Костылева, И.Ж. Токбаева, А.Ф. Тарзиманова, А.А. Титов
РАЗРАБОТКА СХЕМЫ И КОНСТРУКЦИИ ВОЗБУДИТЕЛЯ СВЧ-ГЕНЕРАТОРА 57
А.С. Виноградов, А.Н. Сычев
УПРАВЛЯЕМЫЙ АТТЕНЮАТОР СВЧ-ДИАПАЗОНА 60
О.С. Воропаев
ИССЛЕДОВАНИЕ СПЕКТРА ВОЛН ЦИЛИНДРИЧЕСКОГО ПРОВОДНИКА С ДИЭЛЕКТРИЧЕСКИМ ПОКРЫТИЕМ 63
О.В. Жигунов, А.А. Титов
ПОЛОСОВОЙ УСИЛИТЕЛЬ МОЩНОСТИ СИСТЕМЫ ДАЛЬНЕЙ СВЯЗИ 66
Е.С. Юрков, Р.В. Литвинов
СОВМЕСТНАЯ ПЛОТНОСТЬ ВЕРОЯТНОСТИ ТЕКУЩИХ КООРДИНАТ НАНОЧАСТИЦЫ ПРИ ЕЕ ХАОТИЧНОМ ДВИЖЕНИИ В ПЛОСКОМ СЛОЕ ЖИДКОЙ МАТРИЦЫ 69
М.В. Южанин, В.И. Туев
СПЕКТРАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ СЛАБОНЕЛИНЕЙНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ ЦЕПЕЙ ПРИ СИНХРОННЫХ ГАРМОНИЧЕСКИХ ВОЗДЕЙСТВИЯХ 72

СЕКЦИЯ 15
ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ ПРИБОРЫ И УСТРОЙСТВА

Ю.А. Алтухов, И.В. Шакиров
АЛГОРИТМ ПОИСКА И ДЕШИФРОВАНИЯ ВРЕМЕННЫХ КОДОВ В ВЕРТИКАЛЬНОМ ИНТЕРВАЛЕ ОБРАТНОГО ХОДА ЛУЧА ТЕЛЕВИЗИОННОГО СИГНАЛА 76
Б.Б. Батоболотова, И.В. Шакиров
АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ КАЧЕСТВА ИЗОБРАЖЕНИЯ ШКАЛЫ 78

Д.В. Дятлов, И.В. Шакиров
АЛГОРИТМ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛА ОТКЛОНЕНИЯ СТРЕЛКИ ПО ФОТОСНИМКАМ СТРЕЛОЧНОГО ПРИБОРА 82
Д.Н. Федоров, М.С. Кузовлев
ОБЗОР МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ЭФФЕКТА ДИСТОРСИИ В ОПТИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ С ОСЕВОЙ СИММЕТРИЕЙ 86
С.С. Харламов, А.Е. Карелин
ПРЕДВАРИТЕЛЬНАЯ ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЯ В СИСТЕМЕ РАСПОЗНАВАНИЯ АВТОМОБИЛЬНЫХ НОМЕРОВ 90
С.В. Маморцев, Ю.А. Зорин
РАЗРАБОТКА И АВТОМАТИЗАЦИЯ УСТРОЙСТВА ДЛЯ БЕСКОНТАКТНОГО ИЗМЕРЕНИЯ УДЕЛЬНОГО СОПРОТИВЛЕНИЯ ПОЛУИЗОЛИРУЮЩИХ ПОЛУПРОВОДНИКОВ ЧАСТОТНЫМ МЕТОДОМ 92
В.В. Щербаков, И.В. Шакиров
АЛГОРИТМ УДАЛЕНИЯ ШУМА С ИЗОБРАЖЕНИЯ С ПОМОЩЬЮ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ 95
Н.В. Старовойтов, А.В. Майстренко
ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМА ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТИ ДЛЯ ПОСТРОЕНИЯ РАЗГОННОЙ ХАРАКТЕРИСТИКИ АСИНХРОННОГО ДВИГАТЕЛЯ. 98
И.С. Цевменкова
АВТОМАТИЗИРОВАННЫЙ КОМПЛЕКС ПОСТРОЕНИЯ ШКАЛ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ ПРИБОРОВ 101
В.В. Титков, В.В. Щербаков, И.В. Шакиров
ОБЗОР ЗАДАЧ КОМПЬЮТЕРНОГО ЗРЕНИЯ 104
К.В. Волков, А.А. Светлаков
СРАВНЕНИЕ АДЕКВАТНОСТИ ОДНО- И ДВУХЧЛЕННЫХ МОДЕЛЕЙ, ОПИСЫВАЮЩИХ ПОТЕРИ НА ГИДРАВЛИЧЕСКИХ СОПРОТИВЛЕНИЯХ ТРУБОПРОВОДОВ В СТАЦИОНАРНЫХ РЕЖИМАХ ПЕРЕКАЧКИ НЕФТИ ПО МАГИСТРАЛЬНОМУ НЕФТЕПРОВОДУ 107

СЕКЦИЯ 16
ПРОМЫШЛЕННАЯ ЭЛЕКТРОНИКА

С.Ю. Анохина
МОДИФИКАЦИЯ БАЗЫ ДАННЫХ INTERBASE И РЕЗЕРВНОЕ КОПИРОВАНИЕ 110
И.Х. Баширов, В.Д. Семенов, С.В. Образцов
УСТРОЙСТВО ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОГО НАНЕСЕНИЯ ПОКРЫТИЙ НА ВНУТРЕННЮЮ ПОВЕРХНОСТЬ ФИЛЬЕР НАНОПОРОШКОВ АЛМАЗА 112
А.В. Безрук
СИСТЕМА ДВУХКООРДИНАТНОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ 114
А.Н. Бордуненко, А.Я. Поровская, И.В. Шахрова
ЭЛЕКТРОННАЯ ШАХМАТНАЯ ДОСКА 117

С.В. Чубов
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СИСТЕМЫ ТРАНСПОРТИРОВКИ ЗЕРНА НА ЭЛЕВАТОРЕ 120
В.А. Федотов, В.Д. Семенов
КОМБИНИРОВАННЫЙ ДВУХТРАНСФОРМАТОРНЫЙ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ДЛЯ ЭЛЕКТРОДУГОВОГО ИСПАРИТЕЛЯ ВАКУУМНОЙ УСТАНОВКИ 123
А.В. Гаврилов
АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ХИМИЧЕСКОГО СОСТАВА БУРОВОГО РАСТВОРА 125
И.В. Глездинский, Р.Г. Ягуфаров, Ю.М. Лебедев
ЭЛЕКТРОННАЯ НАГРУЗКА С ВОЗВРАТОМ ЭНЕРГИИ В ЭЛЕКТРОСЕТЬ 128
Е.В. Горбачев, Н.С. Легостаев, К.В. Четвергов
ОБОСНОВАНИЕ ВЫБОРА DC/DC ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ИМИТАТОРА ТРЕХФАЗНОЙ СЕТИ 131
А.Е. Ильяшенко, С.С. Костяев, В.А. Иванов, В.Д. Семенов, В.А. Федотов
ЦИФРОВОЙ ДАТЧИК ВАКУУМА НА ОСНОВЕ ТЕРМОПАРЫ 133
А.Ю. Иванов, А.В. Федотов
МОДЕЛЬ АКТИВНОГО ТРЕХФАЗНОГО КОМПЕНСАТОРА РЕАКТИВНОЙ МОЩНОСТИ И МОЩНОСТИ ИСКАЖЕНИЙ В СРЕДЕ ORCAD 136
И.М. Кадышев, А.Г. Зубакин
ИССЛЕДОВАНИЕ МОДЕЛИ АВТОНОМНОГО ИНВЕРТОРА ТОКА 139
С.С. Какуев, В.Д. Семенов, С.В. Образцов
УСТАНОВКА ГАЛЬВАНИЧЕСКОГО НАНЕСЕНИЯ ХРОМА НА ВНУТРЕННЮЮ ПОВЕРХНОСТЬ ИЗДЕЛИЙ 142
А.В. Кручинкин, Р.Н. Киндеркнехт, К.С. Коротков
ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЬ ЭЛЕКТРИЧЕСКОЙ ЭНЕРГИИ С МЯГКОЙ КОММУТАЦИЕЙ 144
А.С. Косойкин, Н.С. Легостаев, К.В. Четвергов
МОДУЛЬ ПОВЫШАЮЩЕГО ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ИМИТАТОРА ТРЕХФАЗНОЙ СЕТИ 147
И.Д. Краснов
ВАРИАНТ ПРАКТИЧЕСКОГО ПРИМЕНЕНИЯ СИСТЕМ ОТОБРАЖЕНИЯ С КРУГОВОЙ МЕХАНИЧЕСКОЙ РАЗВЕРТКОЙ С НЕСТАБИЛЬНОЙ ЧАСТОТОЙ ВРАЩЕНИЯ 150
Ю.В. Лонская
СИСТЕМА КОНТРОЛЯ ДОСТУПА НА ПРЕДПРИЯТИИ НА ОСНОВЕ БИОМЕТРИЧЕСКИХ ДАННЫХ 151
Д.И. Марин, А.А. Петренко
ЦИФРОВОЙ ТАХОГРАФ 154
С.М. Мартемьянов, Э.Ю. Моор
ОРГАНИЗАЦИЯ БЕСПРОВОДНОЙ КОММУНИКАЦИИ 157
А.С. Хрущев, А.А. Мошняков, А.В. Столбов
СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ ЛАЗЕРНЫМИ СВЕТОВЫМИ ЭФФЕКТАМИ 159

Р.Ф. Нигматуллин, А.Г. Зубакин
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ИСКАЖЕНИЙ ФОРМЫ И ПОТЕРЬ В АВТОНОМНОМ ИНВЕРТОРЕ ТОКА 162
В.Ю. Пермяков, Г.Я. Михальченко
ЗАРЯДНОЕ УСТРОЙСТВО АККУМУЛЯТОРНЫХ БАТАРЕЙ ЭЛЕКТРОМОБИЛЯ ПОВЫШЕННОЙ МОЩНОСТИ 165
Ю.А. Пономарев
СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ МИКРОКЛИМАТОМ В КОМПЛЕКСЕ ПОМЕЩЕНИЙ С ДИАГНОСТИКОЙ КАЧЕСТВА ТЕПЛОИЗОЛЯЦИИ ПОМЕЩЕНИЙ 168
А.С. Романенко, В.Д. Семенов
РАЗРАБОТКА МАТЕМАТИЧЕСКОЙ МОДЕЛИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯ ДЛЯ ОТБОРА МАКСИМАЛЬНОЙ МОЩНОСТИ СОЛНЕЧНОЙ БАТАРЕИ 170
А.В. Скляров,А.В. Храмцов, В.Д. Семенов
ИСТОЧНИК ПИТАНИЯ ЭЛЕКТРОХИМИЧЕСКОГО АППАРАТА ДЛЯ НАНЕСЕНИЯ ПЛАТИНОВОГО ПОКРЫТИЯ НА МЕТАЛЛИЧЕСКИЕ ПОВЕРХНОСТИ 173
Д.В. Старов
ЗАЩИТА ОТ ИМПУЛЬСНЫХ КОММУТАЦИОННЫХ ПОМЕХ В НИЗКОВОЛЬТНЫХ СИСТЕМАХ ЭЛЕКТРОСНАБЖЕНИЯ 176
А.С. Урюпов, В.А. Федотов
ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ СИСТЕМЫ ЭЛЕКТРОПИТАНИЯ ДИАЛИЗАТОРА 179
С.А. Бронов, В.Д. Семенов, В.П. Усов
МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРОПРИВОДА С ИНДУКТОРНЫМ ДВИГАТЕЛЕМ ДВОЙНОГО ПИТАНИЯ В СРЕДЕ MATLAB – SIMULINK 182
Т.Ю. Вилисова
СИСТЕМА АВТОМАТИЗАЦИИ ЭЛЕВАТОРА 186
А.А. Загваздин, Н.С. Легостаев, К.В. Четвергов
АППАРАТНАЯ ЧАСТЬ УПРАВЛЯЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ИМИТАТОРА ТРЕХФАЗНОЙ СЕТИ 189
А.А. Загваздин,; Н.С. Легостаев, К.В. Четвергов
ПРОГРАММНАЯ ЧАСТЬ УПРАВЛЯЮЩЕГО УСТРОЙСТВА ИМИТАТОРА ТРЕХФАЗНОЙ СЕТИ 192

СЕКЦИЯ 17
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ В ТЕХНИКЕ, ЭКОНОМИКЕ И МЕНЕДЖМЕНТЕ

ПОДСЕКЦИЯ 17.1
МОДЕЛИРОВАНИЕ В ЕСТЕСТВЕННЫХ И ТЕХНИЧЕСКИХ НАУКАХ

И.И. Болотаева, А.Л. Рутковский
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА КАЛЬЦИНАЦИИ ГЛИНОЗЕМА ПРИ ПЛАВНЫХ ИЗМЕНЕНИЯХ ЗАГРУЗКИ ВО ВРАЩАЮЩЕЙСЯ ПЕЧИ 195

С.А. Добрынин
КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИКИ ФОРМИРОВАНИЯ ЗОНЫ ТРЕНИЯ 197
Д.Н. Дюнова, А.Л. Рутковский
К ВОПРОСУ СИНТЕЗА МАТЕМАТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ СЛОЖНЫХ ТЕХНОЛОГИЧЕСКИХ СИСТЕМ 200
А.С. Ершов
МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ ОСНОВНЫХ ПРОЦЕССОВ МИКРОЭЛЕКТРОНИКИ 203
К.С. Калугин, Е.В. Скробов; Г.А. Кузнецов, С.С. Кузнецов
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ИНФОРМАЦИОННЫХ ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫХ РЕСУРСОВ В ВЫСШЕМ ОБРАЗОВАНИИ 204
В.М. Карабан, С.В. Тимченко
ВЫБОР ЗАКОНА РЕГУЛИРОВАНИЯ ТЕМПЕРАТУРЫ ПОДЛОЖКИ ГИБРИДНО-ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ НА ОСНОВАНИИ ЧИСЛЕННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ТЕПЛОФИЗИЧЕСКИХ ПРОЦЕССОВ 206
М.А. Карпенко
РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ТЕПЛОПРОВОДНОСТИ МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ 208
В.А. Колотовкин, В.В. Марченко
ПРОГНОЗИРОВАНИЕ СОСТОЯНИЯ ЗДОРОВЬЯ ДЕТЕЙ ПО ЛАБОРАТОРНЫМ ПОКАЗАТЕЛЯМ 210
С.В. Комзолов
СТРАТЕГИЯ ПОВЕДЕНИЯ РОБОТА-ФУТБОЛИСТА В ИГРЕ РОБОФУТБОЛ 213
Д.Н. Ковтонюк
ИМИТАЦИОННАЯ СИСТЕМА КОСВЕННОГО ВЕКТОРНОГО УПРАВЛЕНИЯ АСИНХРОННЫМ ДВИГАТЕЛЕМ В ДИНАМИЧЕСКОМ РЕЖИМЕ 215
О.А. Кривцов, А.М. Кориков
СРАВНИТЕЛЬНЫЙ АНАЛИЗ ЖЕСТКИХ МОДЕЛЕЙ ГОЛОВЫ ЧЕЛОВЕКА ПРИМЕНИТЕЛЬНО К ЗАДАЧЕ ОТСЛЕЖИВАНИЯ ГОЛОВЫ НА ВИДЕОКАДРАХ 218
А.Ф. Купрейчик
АНАЛИЗ И ОБРАБОТКА СПЕКТРОСКОПИЧЕСКИХ ДАННЫХ 221
К.А. Матышева, И.А. Цильковский
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ МЕТОДА ПРОСТЫХ *N*-ПРЯМОУГОЛЬНЫХ ПРИЗНАКОВ В ЗАДАЧЕ ОБНАРУЖЕНИЯ ОБЪЕКТОВ НА ИЗОБРАЖЕНИИ 224
Р.А. Мирсаитов, Т.А. Гультяева
ВЕРИФИКАЦИЯ ЧЕЛОВЕКА ПО ИЗОБРАЖЕНИЮ ЛИЦА 226
К.В. Митин
МОДЕЛИРОВАНИЕ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ И ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ПОЛЕЙ 229
Е.В. Морозенко
ОБ ОДНОЙ ХАРАКТЕРИСТИКЕ ЗАВИСИМОСТИ ОДНОРОДНЫХ ЦЕПЕЙ 232

Т.Г. Погодаева
МОДЕЛИРОВАНИЕ ПРОДОЛЬНЫХ КОЛЕБАНИЙ ТРАНСПОРТЕРНОЙ ЛЕНТЫ ВО ВРЕМЯ РАЗГОНА ЭЛЕКТРОПРИВОДА 235
М.В. Степаненко, И.Б. Полукеев
РАЗРАБОТКА ЭЛЕКТРОННЫХ УЧЕБНИКОВ..... 238
В.А. Рекубратский, М.А. Короткова
СИСТЕМА МОДЕЛИРОВАНИЯ МЕЖКЛЕТОЧНОГО ВЗАИМОДЕЙСТВИЯ ГЕНОВ..... 240
Д.В. Ременников
МЕТОД ТЕСТИРОВАНИЯ ИСКУССТВЕННЫХ НЕЙРОННЫХ СЕТЕЙ НА НАЛИЧИЕ ОТКАЗОВ..... 242
А.В. Шайдуко
ГРУППОВОЙ СИНХРОНИЗМ В НАПРАВЛЕНИИ ФАЗОВОГО В ДВУХОСНЫХ НЕЛИНЕЙНЫХ КРИСТАЛЛАХ..... 245
М.А. Шеремет
ЧИСЛЕННЫЙ АНАЛИЗ ТЕПЛОВЫХ РЕЖИМОВ ТИПИЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ И ЭЛЕКТРОННОЙ ТЕХНИКИ 248
Д.А. Штырков
РЕШЕНИЕ ЗАДАЧ ТЕПЛОПРОВОДНОСТИ МЕТОДОМ КОНЕЧНЫХ РАЗНОСТЕЙ..... 251
В.Л. Земляк
АНАЛИЗ НАПРЯЖЕННО-ДЕФОРМИРОВАННОГО СОСТОЯНИЯ ПОЛУБЕСКОНЕЧНОЙ ЛЕДЯНОЙ ПЛАСТИНЫ ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ НА НЕЕ ГИДРОДИНАМИЧЕСКИХ НАГРУЗОК 253
А.Ю. Зиборов
МОДЕЛИРОВАНИЕ НЕОДНОРОДНОСТИ ТЕЧЕНИЯ МЕТАЛЛА 256

ПОДСЕКЦИЯ 17.2

МОДЕЛИРОВАНИЕ, ИМИТАЦИЯ И ОПТИМИЗАЦИЯ В ЭКОНОМИКЕ

Е.А. Беляева
АНАЛИЗ ПРОГНОСТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ В ЭКОНОМИКЕ НА ПРИМЕРЕ ВАЛЮТНОГО РЫНКА..... 259
А.В. Бобенко
МЕТОДЫ ФИЛЬТРАЦИИ СЛУЧАЙНЫХ СИГНАЛОВ ПРИМЕНИТЕЛЬНО К ФИНАНСОВЫМ РЫНКАМ..... 262
С.М. Буркова
ПОСТРОЕНИЕ ПРОГНОСТИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА УРОВНЕЙ МЮРРЕЯ..... 263
Н.А. Истомин
ПРОЕКТ АВТОМАТИЗИРОВАННОЙ СИСТЕМЫ ОЦЕНКИ СПРАВЕДЛИВОЙ ДОХОДНОСТИ ОБЛИГАЦИОННОГО ВЫПУСКА НА ОСНОВЕ ВРЕМЕННОЙ СТРУКТУРЫ БЕЗРИСКОВЫХ СТАВОК..... 265

К.И. Иванов
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОПТИМАЛЬНОГО ТЕКУЩЕГО ЗАПАСА ТОВАРОМАТЕРИАЛЬНЫХ ЦЕННОСТЕЙ ПРЕДПРИЯТИЯ. ЧАСТЬ 1 267
К.И. Иванов
МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОПТИМАЛЬНОГО ТЕКУЩЕГО ЗАПАСА ТОВАРОМАТЕРИАЛЬНЫХ ЦЕННОСТЕЙ ПРЕДПРИЯТИЯ. ЧАСТЬ 2 270
М.Ю. Киселева
ПРОГНОЗИРУЮЩЕЕ УПРАВЛЕНИЕ ПРОИЗВОДСТВОМ, ХРАНЕНИЕМ И ПОСТАВКАМИ ТОВАРОВ С УЧЕТОМ СЛУЧАЙНЫХ ФАКТОРОВ 273
А.И. Корнюшина
ПРИМЕНЕНИЕ ПОЛИНОМИАЛЬНОЙ АППРОКСИМАЦИИ К ИССЛЕДОВАНИЮ ВАЛЮТНЫХ РЫНКОВ 276
С.В. Козлов
СМЕНА СТРАТЕГИИ ФИРМЫ ДЛЯ МАКСИМИЗАЦИИ ПРИБЫЛИ В ДОЛГОСРОЧНОМ ПЕРИОДЕ 277
О.В. Лавренюк
СТОХАСТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ОПТИМАЛЬНОЙ СТРАТЕГИИ ПРОДАЖ 279
А.Н. Мирошниченко
ОЦЕНКА ИНВЕСТИЦИОННЫХ ПРОЕКТОВ МЕТОДОМ РЕАЛЬНЫХ ОПЦИОНОВ 281
В.И. Никольская
МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ В СТРАХОВАНИИ 284
М.В. Самохвалова, В.Ф. Соболев
МОДЕЛИРОВАНИЕ РАЗРАБОТКИ ПЛАНА ВНЕШНЕГО УПРАВЛЕНИЯ ПРЕДПРИЯТИЕМ 286
Е.А. Серкина, К.О. Шушакова
ПРОБЛЕМА ОЦЕНКИ ВЕНЧУРНЫХ ПРОЕКТОВ 288
К.А. Шелковников
МОДЕЛЬ ФИНАНСИРОВАНИЯ ИНВЕСТИЦИОННОГО ПРОЕКТА 291
В.Ю. Сизова, Е.В. Черепкова
АНАЛИЗ ПРОГНОСТИЧЕСКИХ ВОЗМОЖНОСТЕЙ ВОЛНОВОГО ПРИНЦИПА ЭЛЛИОТА 294
Н.В. Соломка
ОПТИМИЗАЦИЯ ИНВЕСТИЦИОННОГО ПОРТФЕЛЯ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ОТНОШЕНИЯ ШАРПА 295
А.Н. Важдаев
МОДЕЛЬ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ПРИБЫЛИ ПРЕДПРИЯТИЙ В СФЕРЕ МАЛОГО БИЗНЕСА 297

Научное издание

Научная сессия ТУСУР-2009

Материалы
Всероссийской научно-технической конференции
студентов, аспирантов и молодых ученых
12–15 мая 2009 г., Томск, Россия
В пяти частях

Часть 4

Корректор – **В.Г. Лихачева**
Верстка **В.М. Бочкаревой**

Издательство «В-Спектр».
Сдано на верстку 01.04.2009. Подписано к печати 30.04.2009.
Формат $60\times84^{1}/_{16}$. Печать трафаретная.
Печ. л. 19,25. Усл. печ. 18,12
Тираж 150 экз. Заказ 38.

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