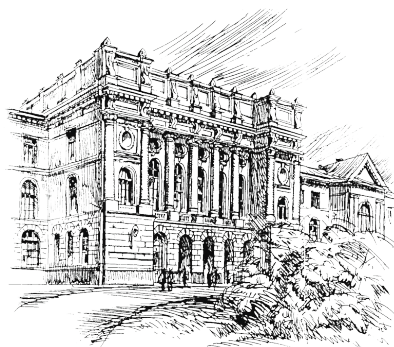


2(145)/2012



Научно-технические ведомости СПбГПУ

ИНФОРМАТИКА.
ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ.
УПРАВЛЕНИЕ

Санкт-Петербург. Издательство Политехнического университета

Министерство образования и науки РФ

Санкт-Петербургский государственный политехнический университет

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ ВЕДОМОСТИ СПбГПУ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ ЖУРНАЛА

Алферов Ж.И., академик РАН; *Васильев Ю.С.*, академик РАН (председатель);
Костюк В.В., академик РАН; *Лопота В.А.*, чл.-кор. РАН;
Окрепилов В.В., академик РАН; *Рудской А.И.*, чл.-кор. РАН;
Патон Б.Е., академик НАН Украины и РАН; *Федоров М.П.*, академик РАН;
Фортков В.Е., академик РАН.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ ЖУРНАЛА

Васильев Ю.С., академик РАН (главный редактор); *Арсеньев Д.Г.*, д-р техн. наук, профессор;
Бабкин А.В., д-р экон. наук, профессор (зам. гл. редактора);
Боронин В.Н., д-р техн. наук, профессор; *Глухов В.В.*, д-р экон. наук, профессор;
Дегтярева Р.В., д-р ист. наук, профессор; *Иванов А.В.*, д-р техн. наук, профессор;
Иванов В.К., д-р физ.-мат. наук, профессор; *Козловский В.В.*, д-р физ.-мат. наук, профессор;
Рудской А.И., чл.-кор. РАН (зам. гл. редактора); *Юсупов Р.М.*, чл.-кор. РАН.

СЕРИЯ “ИНФОРМАТИКА. ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ. УПРАВЛЕНИЕ”

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ СЕРИИ

Юсупов Р.М., чл.-кор. РАН – председатель;
Абрамов С.М., чл.-кор. РАН;
Воеводин В.В., чл.-кор. РАН;
Заборовский В.С., д-р техн. наук, профессор;
Козлов В.Н., д-р техн. наук, профессор;
Фотиади А.Э., д-р физ.-мат. наук, профессор;
Черноруцкий И.Г., д-р техн. наук, профессор.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ СЕРИИ

Юсупов Р.М., чл.-кор. РАН – председатель;
Арсеньев Д.Г., д-р техн. наук, профессор – зам. председателя;
Бабкин А.В., д-р экон. наук, профессор – зам. председателя;
Пышкина Г.А., технический секретарь;
Антонов В.И., д-р техн. наук, профессор;
Голландцев Ю.А., д-р техн. наук, профессор;
Карнов Ю.Г., д-р техн. наук, профессор;
Коротков А.С., д-р техн. наук, профессор;
Макаров С.Б., д-р техн. наук, профессор;
Устинов С.М., д-р техн. наук, профессор;
Цикин И.А., д-р техн. наук, профессор;
Шкодырев В.П., д-р техн. наук, профессор;
Клавдиев В.Е., канд. техн. наук, доцент.

Журнал выходит под научно-методическим руководством Российской академии наук с 1995 года.

Журнал включен в Перечень ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы основные результаты диссертаций на соискание ученой степени доктора и кандидата наук.

Журнал издается в пяти сериях:

Наука и образование;
Физико-математические науки;
Экономические науки;
Информатика, телекоммуникации, управление;
Гуманитарные и общественные науки.

Журнал зарегистрирован в Госкомпечати РФ. Свидетельство № 013165 от 23.12.94.

Подписной индекс **18390** в каталоге “Газеты. Журналы” Агентства “Роспечать”.

Журнал включен в базу данных “Российский индекс научного цитирования” (РИНЦ), размещенную на платформе Национальной электронной библиотеки на сайте <http://www.elibrary.ru>.

При перепечатке материалов ссылка на журнал обязательна.

Точка зрения редакции может не совпадать с мнением авторов статей.

Адрес редакции и издательства: Россия, 195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29.
Тел. редакции серии (812) 552-62-16.

© Санкт-Петербургский государственный политехнический университет, 2012

Содержание

Проблемы передачи и обработки информации

Проценко И.Г., Денисов Ю.А., Евтушенко С.А. Защита информационных ресурсов отраслевой системы мониторинга и рыболовства криптографическими методами	7
Бурдаков С.Ф. Управление колебательной системой с минимальной параметрической чувствительностью	13
Шашихин В.Н., Богач Н.В., Чупров В.А. Проблема малого количества ключей в алгоритме шифрования двумерных данных на основе tent-отображения	19
Сухов В.А. Оценка точности позиционирования абонентского устройства в сетях стандарта IEEE 802.11g	24
Макаров С.Б., Марков А.М. Влияние амплитудного ограничения квадратурных составляющих сигналов с OFDM в модуляторе радиопередатчика на помехоустойчивость приема	30
Крутолапов А.С., Хлобыстин Н.С., Сычев Д.А. Процессы информационного обмена в сетях передачи данных на основе полевых шин	37

Радиотехника, антенны, СВЧ-устройства

Черепанов А.С., Гузенко К.В., Крутов И.А. Щелевая интегральная фазированная антенная решетка.....	41
Дикий Д.В., Черепанов А.С., Нужин В.К. Двухдиапазонная антенна на кольцевых резонаторах бегущей волны	45
Шарыгин Г.С., Дубинин Д.В. Оптимизация структуры кольцевой антенной решетки, используемой для определения углов прихода плоских электромагнитных волн фазовым методом.....	50

Системный анализ и управление

Харисов М.Н. Разработка архитектуры web-интегрированной CRM системы для индустрии интернет-торговли.....	57
Филиппова А.С., Телицкий С.В. Комплексный подход к решению задачи покрытия области заготовками неопределенных размеров.....	61
Ляшенко А.Л. Разработка номограмм для расчета настроек распределенного ПИД-регулятора	67
Потапенко А.Н., Солдатенков А.С., Глаголев С.Н. Математическое моделирование управления процессом теплопотребления комплекса зданий	71

Вычислительные машины и программное обеспечение

Глухих М.И., Моисеев М.Ю., Егоров И.В., Крикун Т.С. Автоматизация анализа надежности невозстанавливаемых информационно-управляющих систем.....	81
---	----

Математическое моделирование: методы, алгоритмы, технологии

Заборовский В.С., Лукашин А.А. Сетецентрическая модель и методы контроля доступа к информационным ресурсам в среде облачных вычислений	91
---	----

Шелупанов А.А., Федотов Н.М., Жарый С.В. Бионическая модель оптимального размера генерирующих электродов для информационной технологии внутрисердечной навигации	96
Димаки А.В., Светлаков А.А. Применение алгоритма кумулятивных сумм при рекуррентном оценивании параметров нестационарных объектов управления	100
Заборовский В.С., Солдатов И.В. Метод контроля доступа на основе анализа контента виртуальных соединений с использованием нумерации Гёделя	104
Крутолапов А.С., Хлобыстин Н.С. Методика обнаружения и коррекции прерываний вне протокола в сетях передачи данных	109
Первадчук В.П., Шумкова Д.Б., Колчанов М.О. Фрактальный анализ в задачах калибровки оптоволоконных датчиков	113
Новоселов Ю.В. Диагностика технологического объекта с использованием фрактального когнитивного образа	119
Беляев С.Ю., Талалов О.В., Бенкевич В.Т., Терентьев А.Б. Моделирование динамики длинных прямых волос	123
Черноруцкий И.Г. Интерактивные процедуры многокритериального выбора	126
Титов А.В. Методические положения оценивания вероятностных характеристик процессов функционирования организационно-технических систем	131
 Электроника, технологии производства материалов электронной техники	
Крутинский С.Г., Прокопенко Н.Н. Собственная компенсация в радиационно-стойких микросхемах на основе базового матричного кристалла АБМК_1_3	137
Манжула В.Г. Информационная поддержка синтеза схемотехнически интегрированных принципиальных электрических схем	144
Крутинский С.Г., Титов А.Е., Радченко В.А. Радиационно-стойкий инструментальный усилитель на базе парафазного мультидифференциального ОУ	151
 Управление в социальных и экономических системах	
Ехлаков Ю.П., Бараксанов Д.Н., Мамонова Н.В. Функциональная и математические модели сегментирования рынка потребителей программных продуктов	155
 Информационные и телекоммуникационные технологии в образовании	
Глухов В.В., Зегжда П.Д., Маховенко Е.Б. Научно-образовательный кластер – современная форма профессионального образования	161
Сведения об авторах	169
Аннотации	173

Contents

Information transfer and processing

Protsenko I.G., Denisov Yu.A. Evtushenko S.A. <i>Protection of information resources branch monitoring system and fishery database cryptographic technique.....</i>	7
Burdakov S.F. <i>Control of oscillation system with minimal parametric sensitivity.....</i>	13
Shashikhin V.N., Bogach N.V., Chuprov V.A. <i>A poor key space problem of 2-D data encryption using chaotic tent map.....</i>	19
Sukhov V.A. <i>Navigation accuracy enhancement in IEEE 802.11g networks</i>	24
Makarov S.B., Markov A.M. <i>Effect of clipping of quadrature components of OFDM signals in a radio transmitter modulator on the error-rate performance.....</i>	30
Krutolapov A.S., Khlobystin N.S., Sychev D.A. <i>Processes of the information exchange in networks of data transmission on the basis of field tyres.....</i>	37

Radio engineering, aerials, SHF-devices

Cherepanov A.S., Guzenko K.V., Kroutov I.A. <i>The slot integrated phased array</i>	41
Dikiy D.V., Cherepanov A.S., Nuzhin V.K. <i>The two-band antenna on the basis of travelling-wave ring resonators.....</i>	45
Sharygin G.S., Dubinin D.V. <i>Optimization of structures ring array, used to measure angles of arrival of the plane electromagnetic waves phase method.....</i>	50

System analysis and control

Kharisov M.N. <i>Development of the architecture of web-integrated CRM system for internet trading industry.....</i>	57
Filippova A.S., Telitsky S.V. <i>Complex approach to solving a problem of covering an area with indeterminate item dimensions.....</i>	61
Lyashenko A.L. <i>Working out of nomograms for calculation of options of the distributed PID-regulator</i>	67
Potapenko A.N., Soldatenkov A.S., Glagolev S.N. <i>Mathematical modelling of management by heating consumption process of the buildings complex.....</i>	71

Computer systems and software

Glukhikh M.I., Moiseev M.Yu., Egorov I.V., Krikun T.S. <i>Automation of reliability analysis of nonrecoverable control systems.....</i>	81
--	----

Mathematical modelling: methods, algorithms, technologies

Zaborovsky V.S., Lukashin A.A. <i>Network centric access control model and methods in cloud computing systems</i>	91
Shelupanov A.A., Fedotov N.M., Zhary S.V. <i>Determining the optimal size of the generating electrodes for endocardial navigation system</i>	96
Dimaki A.V., Svetlakov A.A. <i>On application of cumulative sums algorithm to recurrent estimation of parameters of non-stationary control objects</i>	100

Zaborovsky V.S., Soldatikhin I.V. Access control with the help of Gödel's encoding of virtual connections content	104
Krutolapov A.S., Khlobystin N.S. Methodology of detection and correction of interruptions out of the report in networks of data transmission	109
Pervadchuk V.P., Shumkova D.B., Kolchanov M.O. Fractal analysis in the process of calibrating fiber optic sensors.....	113
Novoselov. Yu.V. Technological object diagnosing using fractal cognitive image	119
Belyaev S.Yu., Talalov O.V., Benkevich V.T., Terentjev A.B. Modeling dynamic of long straight hair..	123
Chernorytskiy I.G. Interactive procedure for many-criteria selection	126
Titov A.V. Methodological provision for estimating probability characteristics of operation processes in organizational and technical systems.....	131

Electronics, electronic equipment material production technologies

Krutchinsky S.G., Prokopenko N.N. Self-compensation in radiation-resistant microcircuits on the base of base matrix crystal ABMC_1_3	137
Manzhula V.G. Information support for synthesis of integrated schematic circuit diagram.....	144
Krutchinsky S.G., Titov A.E., Radchenko V.A. Radiation-resistant instrumentation amplifier on the base paraphase multidifferential OA	151

Management in social and economic systems

Ehlaikov Yu.P., Baraksanov D.N., Mamonova N.V. Functional and mathematical models of segmentation consumers of software	155
--	-----

Information and telecommunication technologies in education

Glukhov V.V., Zegzhda P.D., Makhovenko E.B. Scientific-educational cluster as a modern form of professional education	161
About the authors.....	169
Abstracts.....	173

УДК 004.056

И.Г. Проценко, Ю.А. Денисов, С.А. Евтушенко

ЗАЩИТА ИНФОРМАЦИОННЫХ РЕСУРСОВ ОТРАСЛЕВОЙ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА И РЫБОЛОВСТВА КРИПТОГРАФИЧЕСКИМИ МЕТОДАМИ

Необходимость защиты промысловой информации не вызывает сомнений. Современные информационные системы имеют в своем составе многоуровневые элементы защиты, обеспечивающие комплексную безопасность хранимых данных. Варианты защиты могут быть разными в зависимости от особенностей каждой системы. Так, например, во многих случаях в базе данных одновременно содержатся показатели, к части которых доступ неограничен широкому кругу пользователей, а отдельные показатели имеют конфиденциальный характер.

Возьмем, например, базу данных отраслевой системы мониторинга (ОСМ), функционирую-

щей в рыбной отрасли [1]. В ОСМ основными объектами мониторинга являются промысловые суда. Список судов с их характеристиками хранится в БД ОСМ в таблице «ves» – Справочник промысловых судов (табл. 1). Центр ОСМ получает от зарегистрированных судов, используя спутниковые каналы, различную информацию, касающуюся деятельности промысловых предприятий: спутниковые позиции судов, сведения о вылове, производстве продукции т. д. Информация о выловах промысловых судов хранится в таблице «catch».

Оперируя таблицами «ves» и «catch» можно получить справки об уловах № 1 и 2 (табл. 2 и 3).

Таблица 1

Структура таблиц БД ОСМ

Имя таблицы	Номер	Ключ	Имя поля	Описание поля	Тип поля
ves	1	Y	id_ves	Код судна	int(11)
ves	2	N	ves	Название судна	char(40)
ves	3	N	id_own	Код судовладельца	int(11)
ves	4	N	id_type_ves	Код типа судна	int(11)
ves	5	N	id_port	Код порта регистрации	int(11)
...	...	...	...	...	...
catch	1	Y	id_ves	Код судна	int(11)
catch	2	Y	date	Отчетная дата	date
catch	3	Y	id_region	Код района промысла	int(11)
catch	4	Y	id_fish	Код объекта промысла	int(11)
catch	5	N	catch_volume	Вылов за сутки, т	double
catch	6	N	catch_volume_total	Накопительный вылов, т	double
catch	7	Y	id_regime	Код режима промысла	int(11)
catch	8	Y	permit	Номер разрешения на промысел	char(35)
catch	9	Y	id_own	Код владельца квоты	int(11)
...	...	...	...	...	...

Таблица 2

Справка об уловах № 1

Район промысла	Объект	Код	Название судна	Вылов
В. Камчат. (СЗТО)	Минтай	10002	КОНСТАНТИН АЛЕКСЕЕВ	12,675
В. Камчат. (СЗТО)	Треска	10002	КОНСТАНТИН АЛЕКСЕЕВ	3,587
В. Камчат. (СЗТО)	Треска	10003	НАРОДНЫЙ ОПОЛЧЕНЕЦ	2,708
В. Камчат. (СЗТО)	Мойва	10003	НАРОДНЫЙ ОПОЛЧЕНЕЦ	6,711
Зап. Камчат. (СЗТО)	Минтай	10003	НАРОДНЫЙ ОПОЛЧЕНЕЦ	16,466
Зап. Камчат. (СЗТО)	Минтай	10005	НОВОБАТАЙСК	14,387
Зап. Камчат. (СЗТО)	Треска	10005	НОВОБАТАЙСК	3,108

Видно, что справка № 1 более детальная, но в ней содержится такая конфиденциальная информация, как, например, объем вылова конкретным промысловым предприятием, которая должна быть доступна ограниченному кругу лиц. Справка № 2 может предоставляться широкому кругу лиц по причине наличия в ней информации, касающейся экологического состояния рыбопромыслового бассейна: суммарный объем вылова за некоторый период времени. Подобные данные не должны скрываться от общественности. Поэтому целесообразно реализовать два режима доступа:

конфиденциальный – предоставляющий доступ к открытым и конфиденциальным данным;

пользовательский – дающий возможность просмотра только открытых данных.

ОСМ представляет собой сложную систему с большим числом программных средств и компонентов и функционирует с 2000 г., что позволило накопить многолетние архивы данных. Поэтому мероприятия, направленные на обеспечение безопасности ОСМ, должны разрабатываться с учетом специфики структуры и работы системы и особенностей построения базы данных ОСМ.

Для достижения основной цели – обеспечения защиты данных ОСМ необходимо решить следующие задачи:

проанализировать и определить информационные объекты защиты (программы, технические устройства, элементы базы данных);

выбрать метод шифрования данных БД ОСМ; реализовать выбранный метод шифрования в одной из выбранных программных сред;

внедрить данный метод шифрования в программное обеспечение ОСМ для постоянного использования.

Центр ОСМ представляет собой организационную структуру, непосредственно отвечающую за обслуживание БД ОСМ и предоставление данных пользователям. ОСМ реализуется сетью информационных узлов, состоящей из серверов, на которые реплицируется содержимое БД ОСМ, и множества пользовательских компьютеров, подключенных к этим серверам. При репликации БД ОСМ и ее последующем использовании возникает угроза считывания данных без соответствующего разрешения. Это связано, прежде всего, с тем, что данные в БД ОСМ не зашифрованы и достаточно их скопировать на любой компьютер и затем обрабатывать стандартными программными средствами. Поэтому для минимизации угрозы утечки конфиденциальной информации необходимо обеспечить защиту БД ОСМ.

Перед описанием предлагаемого метода защиты БД ОСМ рассмотрим основные способы шифрования:

бесключевые – в них не используются какие-либо ключи;

одноключевые – в них используется некий дополнительный ключевой параметр – обычно это секретный ключ;

двухключевые – используют в своих вычислениях два ключа – секретный и открытый.

Рассмотрим подробнее каждый из них.

Основное применение бесключевых мето-

Таблица 3

Справка об уловах № 2

Район промысла	Объекты	Общий вылов
В. Камчат. (СЗТО)	Минтай	12,675
В. Камчат. (СЗТО)	Треска	6,295
В. Камчат. (СЗТО)	Мойва	6,711
Зап. Камчат. (СЗТО)	Минтай	30,853
Зап. Камчат. (СЗТО)	Треска	3,108



дов – это криптографическое контрольное суммирование. Его можно использовать для подтверждения целостности и/или авторства данных. Целостность данных означает, что данные не были случайно или преднамеренно изменены при их хранении или передаче. Если же данные были изменены, то результат контрольного суммирования окажется другим, и подмена будет выявлена. Также бесключевые методы могут использоваться для генерации случайных чисел, которые могут понадобиться в некоторых алгоритмах аутентификации или создания абсолютно случайных паролей. В качестве примеров бесключевых методов можно указать MD5, CRC32 и др.

Особенностью одноключевых методов является то, что для шифрования и расшифровывания применяется один и тот же криптографический ключ. Долгое время одноключевые методы были основными в использовании. Шифрующая процедура при помощи ключа производит ряд действий над исходными данными, расшифровывающая процедура при помощи того же ключа производит обратные действия над кодом. Расшифровывание кода без ключа предполагается практически неосуществимым. Если зашифрованная таким образом информация передается по обычному, т. е. незащищенному, каналу связи, один и тот же ключ должен иметься у отправителя и получателя, вследствие чего возникает необходимость в дополнительном защищенном канале для передачи ключа. В качестве примеров одноключевых методов шифрования можно привести DES, CAST-256, AES.

В двухключевых методах шифрования имеется два ключа – открытый и секретный, выбранные таким образом, что их последовательное применение к массиву данных оставляет этот массив без изменений. Шифрующая процедура использует открытый ключ, расшифровывающая – секретный. Расшифровывание кода без знания секретного ключа практически неосуществимо; в частности, практически неразрешима задача вычисления секретного ключа по известному открытому ключу. Основное преимущество криптографии с открытым ключом – упрощенный механизм обмена ключами. При осуществлении коммуникации по каналу связи передается только открытый ключ, что делает возможным использование для этой цели обычного канала и устраняет потребность в специальном защищенном канале для передачи ключа.

Рассмотрим подробнее бесключевой алгоритм шифрования MD5 – 128-битный алгоритм хэширования, предназначенный для создания «отпечатков» или «дайджестов» сообщений произвольной длины. Зная MD5-образ (называемый также MD5-хэш или MD5-дайджест), невозможно восстановить входное сообщение, т. к. одному MD5-образу могут соответствовать разные сообщения. Используется для проверки подлинности опубликованных сообщений путем сравнения хэша сообщения с опубликованным. Иногда может оказаться полезным использовать многократный хэш MD5, хэш взятый от хэша исходного сообщения. Число взятия хэша от хэша будем называть *кратностью хэша*.

С коммерческой точки зрения алгоритм MD5 является открытым для распространения и использования. Необходимо обратить внимание на одну важную особенность. В алгоритме MD5 вычислительный процесс над входной строкой начинается с задания четырех начальных значений (32-битные числа), участвующих потом в нахождении хэша. Эти значения в шестнадцатеричной системе исчисления имеют следующий вид: A = 01234567, B = 89ABCDEF, C = FEDCBA98, D = 76543210. Для одного и того же входного сообщения незначительное изменение начальных значений существенно меняет результат хэширующей функции (выражение хэша). Если использовать в качестве начальных значений четыре числа, отличных от стандартных, то набор из этих четырех чисел может служить своеобразным паролем к функции MD5. Как можно использовать данный пароль будет рассказано позже.

В качестве основного инструмента использовалась популярная среда быстрой разработки приложений Borland Delphi 7, основанная на языке программирования Object Pascal, занимающем одно из лидирующих позиций на современном рынке. Также дополнительно устанавливался набор компонентов ZeosDBO, обеспечивающий более удобный доступ к базам данных. Отметим, что в ОСМ в качестве средства управления базой данных используется SQL-сервер MySQL. Программное обеспечение MySQL представляет собой очень быстрый многопоточный, многопользовательский и надежный SQL-сервер баз. Сервер MySQL предназначен как для критических по задачам производственных систем с большой нагрузкой, так и для встраивания в программное обеспечение массового распространения.

Перейдем непосредственно к описанию метода защиты БД ОСМ. В основу метода положим использование криптографических алгоритмов над содержимым БД ОСМ. Можно использовать алгоритм шифрования для кодирования всего содержимого базы данных, а можно шифровать только отдельные (например, ключевые) поля. В первом случае шифрование полностью скрывает от злоумышленника хранимую информацию. Однако в данном случае процесс обработки БД может сильно замедлиться, т. к. информация в БД может обрабатываться только в расшифрованном виде. Во втором случае процесс расшифровки БД будет занимать значительно меньше времени по сравнению с первым подходом. Кроме того, при шифровании только ключевых полей остальные данные остаются открытыми, что позволяет использовать их широкому кругу лиц для составления различных статистических данных, таких как, например, справка об уловах № 2 (табл. 3). Таким образом, благодаря шифрованию только ключевых полей сохраняется и закрытость конфиденциальных данных, и открытость свободной информации.

Опишем алгоритм подробнее. Таблица «ves» содержит различную информацию о промысловых судах. Для каждого судна в поле «id_ves» хранится числовое значение, благодаря которому однозначно идентифицируется каждая запись таблицы «ves» и осуществляется связь с другими таблицами. Таблица «catch» содержит информацию о выловах и также содержит поле «id_ves» для связи с таблицей «ves». Если в таблице «catch» заменить в поле «id_ves» значение кода судна хэшем от кода судна (рис. 1), то тогда две таблицы можно связать если только известен со-

ответствующий пароль. В качестве пароля будет использоваться описанный выше набор начальных значений для алгоритма MD5. Если пароль не будет известен, то хэширующая функция будет давать другой результат, и связать две таблицы между собой будет невозможно.

На рисунке отмечено, что одному из судов соответствуют три одинаковых хэша. По косвенным признакам имеется возможность составить таблицу соответствия между кодами судов и хэшами и получить доступ к конфиденциальным данным БД ОСМ. Например, если известен объем вылова для конкретного судна, то, найдя данный объем в таблице «catch», будет понятно, что хэш из данной записи принадлежит конкретному судну, и будут раскрыты остальные данные. Если использовать несколько значений хэша для одного кода судна, то формирование таблицы соответствия потребует несоизмеримо большого времени, при этом не гарантируется, что использование составленной таблицы даст однозначный результат.

Несколько хэшей от кода судна можно получить одним из двух способов.

1. Многократное вычисление хэша от хэша значения кода судна. Например, двухкратный хэш от 12345 вычисляется следующим образом: $\text{хэш}(12345) = 827\text{CCBEEA}8\text{A}706\text{C}4\text{C}34\text{A}16891\text{F}84\text{E}7\text{B}$, $\text{хэш}(827\text{CCBEEA}8\text{A}706\text{C}4\text{C}34\text{A}16891\text{F}84\text{E}7\text{B}) = 2375046199\text{E}571\text{CE}424850531\text{D}5\text{FBA}$, что и является двухкратным хэшем.

2. Конкатенация кода судна с фиксированной строкой из ограниченного множества и вычисление хэша. Например, многократный хэш от 12345 вычисляется следующим образом. Сформируем множество $L = \{001, 002, 003 \dots\}$. Тогда хэш (12345) – однократный хэш, хэш (12345 + 001) –

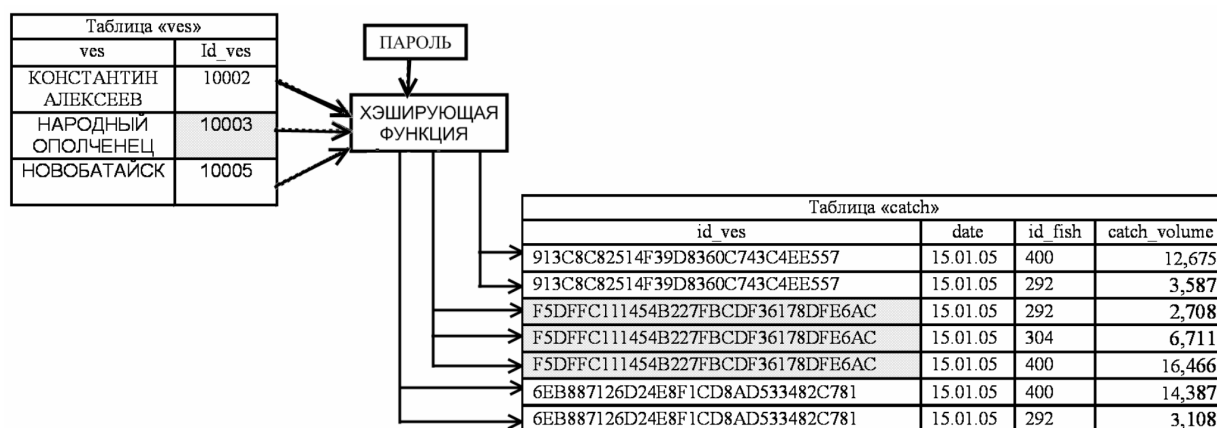


Рис. 1. Схема связи таблиц после заполнения поля «id_ves» хэшем

Таблица «catch»	
id ves	
....	
→ F5DFFC111454B227FBCDF36178DFE6AC	
→ 3F344595635EC3C277E692F87AB5216	
→ 932B5357D6B0AA52AD46D53A6060B71	
....	

Рис. 2. Внешний вид таблицы «catch» после заполнения многократным хэшем

двухкратный хэш, хэш (12345 + 002) – трехкратный хэш и т. д.

Криптографические свойства обоих способов примерно одинаковые, поскольку они выполняют одну и ту же функцию: генерацию нескольких различных хэшей для одного исходного значения.

Предпочтительнее использовать второй способ, т. к. он затрачивает меньше вычислительных ресурсов за счет меньшего количества операций над исходным значением.

Внешний вид таблицы «catch» после модификации поля «id ves» с использованием многократного хэша представлен на рис. 2.

Отметим одну важную особенность использования аспекта кратности хэша. Если БД зашифрована с помощью однократного хэша, то в любой момент для большей надежности возможно увеличение кратности хэша. При этом возможны два варианта:

данные, полученные ранее, не модифицируются, а все новые данные шифруются хэшем с большей кратностью;

модифицируются данные, полученные ранее, и новые данные.

В первом случае отсутствует необходимость затрачивать дополнительное время для изменения БД. Во втором – необходимо провести заново процедуру заполнения для каждого судна (потребуется время, аналогичное времени для заполнения с нуля поля с хэшем таблицы БД). Если необходимо понизить кратность хэша, то потребуется время, аналогичное заполнению поля таблицы БД ОСМ заново.

Итак, для доступа ко всем данным БД ОСМ на компьютере пользователя необходим пароль к БД ОСМ – P . Организовать наличие пароля для получения полного санкционированного доступа к БД ОСМ можно следующим образом.

Компьютер каждого пользователя однозначно идентифицируется набором параметров (MAC-адрес сетевой карты, серийный номер винчестера и т. д.), комбинация которых может представлять

собой некоторый образ компьютера пользователя – I . Кроме этого пользователю понадобится электронная цифровая подпись (ЭЦП) – S , позволяющая однозначно идентифицировать все сообщения от пользователя в Центре ОСМ. Алгоритм получения пароля пользователя приведен ниже.

На компьютере пользователя

- 1) формируется I ;
- 2) с помощью I и S формируется X ;
- 3) X отсылается в Центр ОСМ.

В Центре ОСМ

- 1) с помощью S определяется, что X получен именно от пользователя;
- 2) из X отделяется I ;
- 3) с помощью P и I формируется Y ;
- 4) Y отсылается пользователю.

На компьютере пользователя программа, считывая I и Y , отделяет P и использует в своей программе для вычисления хэша, а следовательно, и для получения конфиденциального доступа.

Опишем более подробно этапы алгоритма.

Формирование I может производиться различными программными средствами, позволяющими получить информацию об аппаратном обеспечении компьютера. В качестве I можно предложить набор серийных номеров устройств компьютера пользователя, сформированных в виде единого массива данных, например в виде строки.

Формирование X производится с помощью ЭЦП пользователя по следующему алгоритму, основанному на алгоритме RSA [2]:

1. Выбираются два случайных простых числа p_1 и q_1 заданного размера (например, 1024 бита каждое).
2. Вычисляется значение $n = p_1 \cdot q_1$.
3. Вычисляется значение $\phi = (p_1 - 1) \cdot (q_1 - 1)$.
4. Выбирается открытая экспонента e – любое целое число.
5. Вычисляется секретная экспонента d , из условия, что $d \cdot e = 1 + k \cdot \phi$, где k – некоторое целое число.
6. С помощью секретного ключа (d, n) создается цифровая подпись: $S = I^d \bmod n$.
7. В центр ОСМ передается открытый ключ (e, n) , S и I , которые и образуют X .

После получения X центр ОСМ проверяет подлинность подписи из равенства $S^e \bmod n = I$.

Процесс формирования Y должен быть реализован в центре ОСМ, а процесс выделения из Y пароля P должен быть реализован на компью-

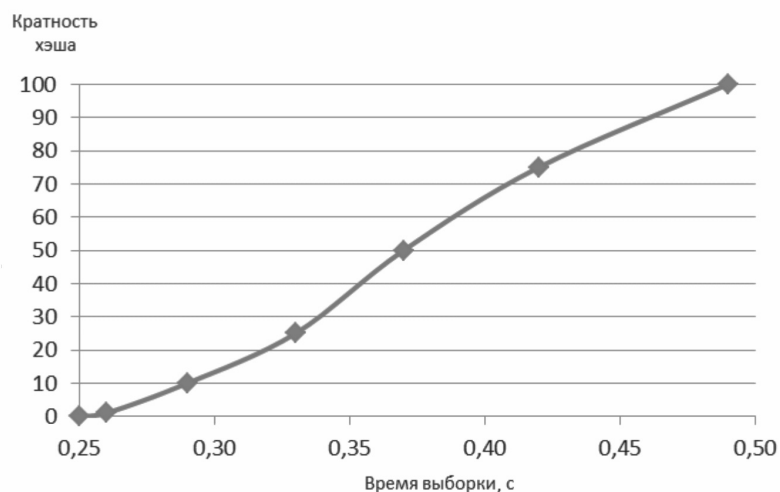


Рис. 3. График зависимости времени выборки от кратности хэша

тере пользователя. При осуществлении раскрытия параметров алгоритма формирования P , он должен быть заменен на новый. Следовательно, необходимо использовать модуль динамически загружаемой библиотеки (DLL). При наличии информации о раскрытии механизма формирования Y , пользователям будет рассылаться новая DLL. Модуль DLL будет содержать в себе хэширующую функцию, без которой будет невозможно использование программы. При этом перенос программы на другой компьютер не позволит ее использовать, т. к. DLL будет содержать образ компьютера, для которого она создавалась. Если пользователь обновит аппаратную составляющую своего компьютера, то ему будет необходимо отправить запрос в Центр ОСМ, и для него будет создана новая DLL.

Один из возможных алгоритмов формирования Y , представленный ниже, основан на алгоритме блочного шифрования с открытым ключом RSA:

1–3. Соответствуют этапам алгоритма RSA, представленным выше.

4. Выбирается открытая экспонента e .

5. Вычисляется секретная экспонента d , из условия, что $d \cdot e = 1 + k \cdot \phi$, где k – некоторое целое число.

6. В центр ОСМ отправляется открытый ключ, состоящий из e и n .

7. Пользователем сохраняется секретный ключ, состоящий из d и n .

После получения открытого ключа центр с его помощью формирует Y , а именно: $Y = P^e \mod n$.

После получения Y пользователь расшифровывает P по формуле $P = Y^d \mod n$.

Шифрование ключевых полей приведет к уменьшению скорости работы с БД ОСМ. В силу минимальных затрат времени на генерацию хэша, время добавления новых данных в БД ОСМ существенно не изменится. Очевидно, что при выборке данных использование многократного хэша приводит к формированию более сложных условий отбора, что может существенно повлиять на скорость выборки. Необходимо определить примерные значения потери скорости выборки данных из БД ОСМ, на основании тестовых испытаний, выборки.

При проведении тестовых запросов к БД использовался хэш различной кратности. Также при проведении испытаний измерялась скорость выборки из БД без хэша. По результатам тестов составлен график зависимости времени выборки от кратности хэша (рис. 3).

Анализируя полученный график, можно сказать, что время выборки с увеличением кратности хэша возрастает, однако остается приемлемым даже для высоких (100-кратный хэш) значений.

Использование данного алгоритма с применением шифрования ключевых полей надежно защитит базу данных от несанкционированного доступа к конфиденциальной части данных, одновременно оставляя свободным доступ к открытой информации широкому кругу лиц. За счет выбора кратности хэша можно оптимизировать уровень защиты и скорость выборки.



СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Проценко, И.Г. Информационная система мониторинга рыболовства [Текст] / И.Г. Проценко // Рыбное хозяйство. – 2001. – Спецвыпуск. – С. 3–18.

2. Википедия [Электронный ресурс] / Всемирная энциклопедия.RSA. – Режим доступа: <http://ru.wikipedia.org/wiki/RSA>

УДК 681.51

С.Ф. Бурдаков

УПРАВЛЕНИЕ КОЛЕБАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМОЙ С МИНИМАЛЬНОЙ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬЮ

Общая постановка задачи об управлении динамическими системами состоит в необходимости придать движению системы желаемый характер. Факторы, препятствующие этому, с одной стороны связаны с инерционностью самой динамической системы, а с другой стороны – с влиянием внешней среды. Попытки преодоления этих факторов в условиях априорной неопределенности математического описания динамической системы могут привести к качественному изменению свойств системы, появлению неустойчивости, автоколебаний, снижению помехозащищенности и т. д. Явление качественного изменения свойств системы при малых изменениях ее параметров впервые было отмечено А.А. Андроновым. Системы, в которых такое явление невозможно, названы им *грубыми*. Только грубые системы могут использоваться на практике [1, 2].

В современной теории управления помимо термина «грубость», ориентированного на малые изменения свойств динамической системы, используется также термин «робастность» (от англ. *robust* – крепкий, сильный) [2, 3]. При этом акцент делается на возможность появления конечных вариаций математической модели.

Синтез законов управления, обладающих ограниченной чувствительностью по отношению к некоторым неопределенным на стадии проектирования параметрам и условиям функционирования динамической системы как объекта управления, является одной из важнейших проблем современной теории и практики. При этом чувствительность системы управления по отношению к каким-либо внутренним или внешним факторам может быть определена различным об-

разом. Все зависит от того, какие именно свойства, характеристики или показатели качества процессов в синтезируемой системе анализируются в рассматриваемой задаче [1, 2].

В настоящее время определились две основные тенденции в решении указанной выше проблемы. Одна из них связана с созданием адаптивных систем управления, приспособляющихся к условиям функционирования [3]. Другая – с созданием систем, обладающих ограниченной чувствительностью к заданному множеству параметров объекта управления [4]. Чему отдать предпочтение обычно зависит от контекста задачи.

Ниже, в рамках второго подхода, предлагается метод синтеза грубых систем управления на основе решения задачи LQ-оптимизации.

Постановка задачи

В качестве объекта управления рассмотрим колебательную систему второго порядка:

$$\ddot{y} + 2\xi\omega_1\dot{y} + \omega_1^2 y = u + \varphi, \quad (1)$$

где ω_1 – собственная частота; ξ – безразмерный коэффициент демпфирования ($\xi < 1$); u – управление; φ – возмущение.

В соответствии с уравнением (1) расчетная передаточная функция объекта управления имеет вид

$$G(p) = \frac{1}{p^2 + 2\xi\omega_1 p + \omega_1^2}. \quad (2)$$

Управление будем формировать с помощью обратной связи по выходу y :

$$u = W(p)(y - y^*), \quad (3)$$

где $W(p)$ – передаточная функция регулятора; y^* – программное задание.

Запишем передаточную функцию замкнутой системы (2), (3):

$$H(p) = \frac{W(p)G(p)}{1 + W(p)G(p)}.$$

Передаточную функцию регулятора $W(p)$ найдем методом динамической компенсации из условия $H(p) \equiv H^d(p)$, где $H^d(p)$ – желаемая передаточная функция замкнутой системы [1]:

$$W(p) = \frac{H^d(p)}{G(p)[1 - H^d(p)]}. \quad (4)$$

Потребуем, чтобы желаемая передаточная функция замкнутой системы имела вид

$$H^d(p) = \frac{\alpha_2}{p^2 + \alpha_1 p + \alpha_2}, \quad (5)$$

где коэффициенты характеристического полинома α_1 и α_2 определяют желаемое расположение его корней.

Передаточная функция (5) имеет минимальный порядок $n=2$, обеспечивающий физическую реализуемость регулятора, и удовлетворяет условию астатизма $H^d(0)=1$. Подставляя выражения (2) и (5) в формулу (4), получим реальный PID-регулятор

$$W(p) = \alpha_2 \frac{p^2 + 2\xi\omega_1 p + \omega_1^2}{(p + \alpha_1)p}, \quad (6)$$

который полностью компенсирует динамику объекта (2). Известно, что такая компенсация имеет ограниченное применение в случаях, когда объект управления:

плохо управляемый, плохо наблюдаемый;
неустойчивый, не минимально-фазовый;

с «плохой» динамикой (например, колебательный с малым демпфированием) [1].

Для учета влияния возмущения φ запишем дифференциальное уравнение замкнутой системы:

$$Q(s)y(t) = \alpha_2(s^2 + 2\xi\omega_1 s + \omega_1^2) \times y^*(t) + (s + \alpha_1)s\varphi(t), \quad (7)$$

где $Q(s) = (s^2 + \alpha_1 s + \alpha_2)(s^2 + 2\xi\omega_1 s + \omega_1^2)$ – характеристический полином замкнутой системы при расчетных значениях параметров объекта.

Из уравнения (7) видно, что свойства замкнутой системы по заданию $y^*(t)$ определяются желаемой передаточной функцией (5). В то же время вид передаточной функции замкнутой системы по возмущению

$$H_\varphi(p) = \frac{(p + \alpha_1)p}{(p^2 + \alpha_1 p + \alpha_2)(p^2 + 2\xi\omega_1 p + \omega_1^2)}$$

показывает, что при любом ограниченном возмущении φ в замкнутой системе всегда возникают колебания на собственной частоте ω_1 объекта управления (2), даже если желаемый характеристический полином $p^2 + \alpha_1 p + \alpha_2$ в (5) имеет вещественные корни. При ненулевых начальных условиях колебания в замкнутой системе будут иметь место даже в случае отсутствия возмущения φ и $y^* = 0$.

Рассмотрим поведение замкнутой системы с регулятором (6) при отклонении параметров объекта управления от расчетных значений. Если реальная передаточная функция объекта имеет вид

$$\tilde{G}(p) = \frac{1}{p^2 + 2\tilde{\xi}\tilde{\omega}_1 p + \tilde{\omega}_1^2},$$

то для замкнутой системы вместо (5) получим

$$\tilde{H}(p) = \frac{\alpha_2(p^2 + 2\xi\omega_1 p + \omega_1^2)}{\tilde{Q}(p)},$$

где $\tilde{Q}(p) = (p^2 + 2\tilde{\xi}\tilde{\omega}_1 p + \tilde{\omega}_1^2)(p + \alpha_1)p + \alpha_2(p^2 + 2\xi\omega_1 p + \omega_1^2)$.

Анализ характеристического полинома $\tilde{Q}(p)$ показывает, что малые отклонения параметров $\Delta\xi = \tilde{\xi} - \xi$ и $\Delta\omega_1 = \tilde{\omega}_1 - \omega_1$ не приведут к неустойчивости замкнутой системы, однако колебания на собственной частоте ω_1 все же неизбежны.

Попробуем предъявить к замкнутой системе более жесткое требование: требование полного гашения колебаний на собственной частоте ω_1 . Для этого выражение $1 - H^d(p)$ должно в числителе содержать множителем знаменатель передаточной функции объекта (2):

$$1 - H^d(p) = \frac{(p^2 + 2\xi\omega_1 p + \omega_1^2)(p + \gamma)p}{p^4 + \alpha_1 p^3 + \alpha_2 p^2 + \alpha_3 p + \alpha_4}. \quad (8)$$

Множитель p в числителе (8) обеспечивает выполнение условия астатизма $H^d(0)=1$. Множитель $(p + \gamma)$ и четвертый порядок знаменателя необходимы для обеспечения физической реализуемости регулятора. Коэффициенты характеристического полинома α_i ($i=1,4$) определяют желаемое расположение корней, например, биномиальное, по Баттерворту и т. д. [1, 4].

Из выражения (8) нетрудно получить желаемую передаточную функцию замкнутой системы:

$$H^d(p) = \frac{\beta_0 p^2 + \beta_1 p + \beta_2}{p^4 + \alpha_1 p^3 + \alpha_2 p^2 + \alpha_3 p + \alpha_4}, \quad (9)$$

где $\beta_0 = \alpha_2 - \omega_1^2 - 2\xi\omega_1\gamma$, $\beta_1 = \alpha_3 - \omega_1^2\gamma$, $\beta_2 = \alpha_4$, $\gamma = \alpha_1 - 2\xi\omega_1$.

Подставляя выражения (2), (8) и (9) в формулу (4), получим:

$$W(p) = \frac{\beta_0 p^2 + \beta_1 p + \beta_2}{(p + \gamma)p}. \quad (10)$$

Регулятор (10) лишь настройками коэффициентов отличается от (6). Однако он не осуществляет прямой компенсации динамики объекта.

Запишем дифференциальное уравнение замкнутой системы с регулятором (10):

$$Q(s)y(t) = (\beta_0 s^2 + \beta_1 s + \beta_2)y^*(t) + (s + \gamma)s\varphi(t), \quad (11)$$

где $Q(s) = s^4 + \alpha_1 s^3 + \alpha_2 s^2 + \alpha_3 s + \alpha_4$ – характеристический полином замкнутой системы при расчетных значениях параметров объекта.

Из (11) видно, что если коэффициенты α_i ($i = 1, 4$) выбрать, например, в соответствии с биномиальной формой четвертого порядка

$$Q(p) = (p + \omega_0)^4 = p^4 + 4\omega_0 p^3 + 6\omega_0^2 p^2 + 4\omega_0^3 p + \omega_0^4, \quad (12)$$

то при расчетных значениях параметров все переходные процессы в замкнутой системе (11) будут апериодическими.

Казалось бы, цель достигнута, однако анализ характеристического полинома замкнутой системы при малых отклонениях параметров объекта от расчетных значений

$$\tilde{Q}(p) = (p^2 + 2\tilde{\xi}\tilde{\omega}_1 p + \tilde{\omega}_1^2)(p + \gamma)p + \beta_0 p^2 + \beta_1 p + \beta_2 \quad (13)$$

показывает, что в реальной системе колебания неизбежны, а при определенных условиях возможна даже потеря устойчивости.

Пусть, например, в объекте (1) произошло изменение сил сопротивления, которое привело к отклонению $\Delta\xi = \tilde{\xi} - \xi$. В этом случае характеристический полином (13) приводится к виду

$$\tilde{Q}(p) = p^4 + (\alpha_1 + 2\omega_1 \Delta\xi)p^3 + [\alpha_2 + 2\omega_1 \Delta\xi(\alpha_1 - 2\xi\omega_1)]p^2 + \alpha_3 p + \alpha_4. \quad (14)$$

Естественно, что расположение корней реального полинома (14) будет отлично от желаемого. Если в качестве желаемой выбрана биномиальная форма (12), то полином (14) можно переписать в виде

$$\tilde{Q}(p) = p^4 + 2\omega_0(2 + \sigma\Delta\xi)p^3 + 2\omega_0^2[3 + 2\sigma\Delta\xi(2 - \sigma\xi)]p^2 + 4\omega_0^3 p + \omega_0^4, \quad \sigma = \omega_1/\omega_0. \quad (15)$$

Из выражения (15) видно, что при больших σ не зависимо от выбора в качестве расчетного для настройки регулятора завышенного ($\Delta\xi < 0$) или заниженного ($\Delta\xi > 0$) значения коэффициента ξ могут быть не выполнены необходимые условия устойчивости Стодолы. Большое σ возможно при высокой собственной частоте ω_1 объекта управления и малом значении параметра ω_0 , которое на практике всегда ограничено имеющимся ресурсом управления.

При малых σ необходимые и достаточные условия устойчивости полинома (15) выполняются. Однако и в этом случае характер переходных процессов будет отличаться от апериодического, соответствующего биномиальной форме (12).

Таким образом, для обеспечения грубости замкнутой системы при выборе желаемого характеристического полинома недостаточно ориентироваться только на стандартные формы. Необходим детальный анализ параметрической чувствительности замкнутой системы.

LQ-оптимизация замкнутой системы с минимальной параметрической чувствительностью

Пусть объект управления описывается уравнением в переменных состояния

$$\dot{x} = Ax + Bu, \quad x(0) = x_0, \quad (16)$$

а матрица $A = A(\mu)$ зависит от одного скалярного параметра μ , номинальное значение которого равно μ^* .

Для определения управления u выберем в качестве критерия оптимизации квадратичный показатель качества на бесконечном интервале времени:

$$J = \int_0^\infty (x^T Q x + u^T R u) dt, \quad (17)$$

где $Q \geq 0$, $R > 0$ – весовые матрицы.

Задача (16), (17), известная как задача линейно-квадратичной (LQ) оптимизации, имеет при $\mu = \mu^*$ решение в виде линейной обратной связи по вектору состояния $u = -K^* x$, $K^* = R^{-1} B^T P^*$, где симметричная неотрицательно определенная матрица $P^* = P^{*T} \geq 0$ удовлетворяет матричному уравнению Риккати

$$A^{*T} P + P A^* - P B R^{-1} B^T P + Q = 0, \\ A^* = A(\mu^*).$$

Такое решение обеспечивает устойчивость

при $\mu = \mu^*$, но не гарантирует малой параметрической чувствительности замкнутой системы.

Модифицируем рассмотренную задачу путем учета параметрической чувствительности переменных состояния в процессе синтеза LQ-оптимального управления. Для этого введем функцию чувствительности вектора состояния объекта управления (16) по параметру μ

$$w(t) = \left. \frac{\partial x(t, \mu)}{\partial \mu} \right|_{\mu=\mu^*}.$$

Уравнение для функции чувствительности $w(t)$ имеет вид

$$\dot{w} = A^* w + \left. \frac{\partial A(\mu)}{\partial \mu} \right|_{\mu=\mu^*} x(t, \mu^*), \quad w(0) = 0. \quad (18)$$

Введем расширенный вектор состояния $z(t) = [x(t, \mu^*)^T, w(t)^T]^T$ и объединим уравнения (16) при $\mu = \mu^*$ и (18):

$$\dot{z} = \begin{bmatrix} A^* & 0 \\ F^* & A^* \end{bmatrix} z + \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} u, \quad F^* = \left. \frac{\partial A(\mu)}{\partial \mu} \right|_{\mu=\mu^*}. \quad (19)$$

В дополнение к (17) введем интегральный квадратичный показатель чувствительности переменных состояния вида

$$J_\mu = \int_0^\infty w^T M w dt, \quad (20)$$

где $M \geq 0$ – весовая матрица.

Квадратичный показатель качества для расширенной системы (19) запишем в виде

$$J_1 = \int_0^\infty (z^T Q_1 z + u^T R u) dt, \quad (21)$$

где весовая матрица

$$Q_1 = \begin{bmatrix} Q & 0 \\ 0 & M \end{bmatrix}$$

размера $2n \times 2n$ составлена так, чтобы объединить исходный показатель (17) и показатель чувствительности (20).

Решение задачи LQ-оптимизации для (19), (21) по стандартной схеме с использованием решения уравнения Риккати

$$A_1^{*T} P_1 + P_1 A_1^* - P_1 \begin{bmatrix} B \\ 0 \end{bmatrix} R^{-1} [B^T \ 0] P_1 + Q_1 = 0, \quad (22)$$

$$A_1^* = \begin{bmatrix} A^* & 0 \\ F^* & A^* \end{bmatrix}$$

в виде симметричной положительно определенной матрицы

$$P_1^* = \begin{bmatrix} P_{11}^* & P_{12}^* \\ P_{12}^* & P_{22}^* \end{bmatrix}$$

размера $2n \times 2n$ приводит к линейному управлению по расширенному вектору состояния z вида

$$u = -K_1^* z = -R^{-1} [B^T \ 0] P_1^* z = -R^{-1} B^T [P_{11}^* \ P_{12}^*] z = -K_{11}^* x - K_{12}^* w, \quad (23)$$

где $K_{11}^* = R^{-1} B^T P_{11}^*$, $K_{12}^* = R^{-1} B^T P_{12}^*$ – матрицы коэффициентов обратных связей.

При этом минимальное значение показателя (21) с учетом нулевых начальных условий по функции чувствительности w равно

$$J_{\min} = z^T(0) P_1^* z(0) = x^T(0) P_{11}^* x(0).$$

Сделаем следующие замечания.

1. Оптимальное управление (23) получено для расширенной системы (19) на множестве оптимальных в смысле показателя (21) систем. Для конкретизации решения необходимо выбрать ту или иную комбинацию весовых матриц Q , R и M в показателе (21). Определение «наилучшей» комбинации остается в сфере ответственности разработчика.

2. Решение уравнения (22) и формирование матриц коэффициентов обратных связей в (23) осуществляется в пакете MATLAB.

3. Непосредственно реализовать управление (23) невозможно из-за отсутствия прямых измерений вектора состояния x и функции чувствительности w . Однако полученное решение позволяет сформировать оптимальный в смысле квадратичного функционала (21) характеристический полином замкнутой системы

$$\det \left\{ \lambda E_{2n} - \begin{bmatrix} A^* - BK_{11}^* & -BK_{12}^* \\ F^* & A^* \end{bmatrix} \right\} =$$

$$= \lambda^{2n} + a_1 \lambda^{2n-1} + \dots + a_{2n-1} \lambda + a_{2n},$$

который можно использовать в качестве желаемого для синтеза реализуемых регуляторов другой структуры.

Расчетный пример

Будем считать, что безразмерный коэффициент демпфирования ξ ($\xi < 1$) в (1), номинальное значение которого равно ξ^* , может меняться в некоторых пределах. Требуется найти настройку регулятора (10), обеспечивающую для замкнутой системы малую чувствительность по отношению к отклонениям параметра ξ объекта управления



от номинального значения ξ^* .

1. Рассмотрим сначала вспомогательную задачу оптимальной стабилизации колебательной системы (1) по интегральному квадратичному показателю качества (17). Эта задача необходима для обоснования выбора весовых матриц Q и R из (17).

Запишем уравнение объекта управления (1) при номинальном значении параметра $\xi = \xi^*$ в переменных состояния $x_1 = y$, $x_2 = \dot{y}$

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= x_2, \\ \dot{x}_2 &= -\omega_1^2 x_1 - 2\xi^* \omega_1 x_2 + u + \varphi. \end{aligned} \quad (24)$$

Начальные и конечные условия для задачи стабилизации имеют вид

$$x_1(0) = x_{10}, \quad x_2(0) = x_{20}, \quad x_{1\infty} = 0, \quad x_{2\infty} = 0.$$

Оптимальность будем понимать в смысле минимума интеграла от взвешенной суммы энергии колебаний и энергии, затраченной на управление:

$$J = \int_0^\infty (\omega_1^2 x_1^2 + x_2^2 + ru^2) dt, \quad (25)$$

где весовой коэффициент $r > 0$ пока не зафиксирован.

Задачу LQ-оптимизации (24), (25) можно решить аналитически методом Лагранжа [1]. В зависимости от конкретных значений параметров ξ^* , ω_1 и r возможны два случая.

Случай $B^2 \geq C$, где $B = \omega_1^2(1 - 2\xi^{*2}) - \frac{1}{2r}$, $C = \frac{\omega_1^2}{r} + \omega_1^4 > 0$. Если в этом случае $B > 0$, то оптимального стабилизирующего регулятора не существует. В частности, это может быть при большом значении r , которое соответствует малому ресурсу управления. Если $B < 0$ (этот случай характерен при малом значении r , т. е. при большом ресурсе управления), то оптимальное стабилизирующее управление имеет вид

$$u = -K_1(y - y^*) - K_2\dot{y}, \quad (26)$$

где $K_1 = \gamma_1\gamma_2 - \omega_1^2$, $K_2 = \gamma_1 + \gamma_2 - 2\xi^*\omega_1$ — коэффициенты обратных связей; $\gamma_1 = \sqrt{-B + \sqrt{B^2 - C}}$, $\gamma_2 = \sqrt{-B - \sqrt{B^2 - C}}$.

Таким образом, оптимальный стабилизирующий регулятор представляет собой PD-регулятор с передаточной функцией

$$W(p) = K_1 + K_2 p. \quad (27)$$

Подставляя управление (26) в уравнение объекта (1), получим уравнение замкнутой системы:

$$\begin{aligned} \ddot{y} + [\gamma_1 + \gamma_2 + 2\omega_1(\xi - \xi^*)]\dot{y} + \gamma_1\gamma_2 y &= \\ &= (\gamma_1\gamma_2 - \omega_1^2)y^* + \varphi. \end{aligned} \quad (28)$$

Из уравнения (28) следует:

- свободное движение замкнутой системы при $\xi = \xi^*$ апериодическое с характеристическим уравнением $(v + \gamma_1)(v + \gamma_2) = 0$;

- при $\xi \neq \xi^*$ характеристическое уравнение замкнутой системы имеет вид $v^2 + [\gamma_1 + \gamma_2 + 2\omega_1(\xi - \xi^*)]v + \gamma_1\gamma_2 = 0$

- при $\xi < \xi^*$ свободное движение замкнутой системы может стать колебательным, поэтому если определена нижняя граница диапазона изменения параметра ξ объекта управления $\underline{\xi} \leq \xi \leq \bar{\xi}$, то в качестве номинального можно рекомендовать значение $\xi^* = \underline{\xi}$, т. е. наименьшее из возможных значений.

Случай $B^2 < C$. Этот случай характерен при среднем (ограниченном) ресурсе управления. Для него по сравнению с предыдущим случаем меняется только настройка PD-регулятора:

$$u = -K_1(y - y^*) - K_2\dot{y}, \quad (29)$$

где $K_1 = \eta^2 + \delta^2 - \omega_1^2$, $K_2 = 2(\eta - \xi^*\omega_1)$, $\eta = \sqrt{\frac{\sqrt{C} - B}{2}}$, $\delta = \sqrt{\frac{\sqrt{C} + B}{2}}$.

При такой настройке даже при $\xi = \xi^*$ свободное движение замкнутой системы

$$\begin{aligned} \ddot{y} + [2\eta + 2\omega_1(\xi - \xi^*)]\dot{y} + (\eta^2 + \delta^2)y &= \\ &= (\eta^2 + \delta^2 - \omega_1^2)y^* + \varphi \end{aligned} \quad (30)$$

будет колебательным.

При числовых расчетах используем следующие значения параметров:

$$\omega_1 = 30 \text{ 1/c} \cong 5 \text{ Гц};$$

$$\xi^* = 0,1 \text{ (} 0,05 \leq \xi \leq 0,15 \text{)}; \quad r = 1/\omega_1^2.$$

Для этих данных $B = 432 \text{ 1/c}^2$, $\sqrt{C} = 900\sqrt{2} \text{ 1/c}^2$, т. е. имеем второй случай ($B^2 < C$). При этом

$$\eta^2 + \delta^2 = 900\sqrt{2} \text{ 1/c}^2,$$

$$\eta = \sqrt{450(\sqrt{2} - 0,48)} \cong 20,5 \text{ 1/c},$$

$$K_1 = 900(\sqrt{2} - 1) \cong 372,8 \text{ 1/c}^2,$$

$$K_2 \cong 35 \text{ 1/c}.$$

Видно, что в рассматриваемом случае собственная частота замкнутой системы (30)

$$\omega_1' = \sqrt{\eta^2 + \delta^2} \cong 35,7 \text{ 1/с},$$

а также безразмерный коэффициент демпфирования (при $\xi = \xi^*$)

$$\xi' = \eta / \sqrt{\eta^2 + \delta^2} \cong 0,57$$

увеличиваются по сравнению с теми же параметрами объекта управления (24). Увеличение собственной частоты составляет примерно 19 %, а безразмерный коэффициент демпфирования увеличивается почти в шесть раз. Если параметр ξ объекта управления может принимать любые значения из диапазона $0,05 \leq \xi \leq 0,15$, то диапазон значений параметра ξ' замкнутой системы определяется следующим образом $0,53 \leq \xi' \leq 0,62$.

Таким образом, оптимальное стабилизирующее управление (29) дает вполне приемлемый результат.

2. Рассмотрим вторую вспомогательную задачу, позволяющую обосновать выбор весовой матрицы M из показателя типа (20).

Введем для объекта управления (1) переменные состояния $x_1(t, \xi) = y(t, \xi)$ и $x_2(t, \xi) = \dot{y}(t, \xi)$ и их функции чувствительности

$$w_1(t) = \left. \frac{\partial x_1(t, \xi)}{\partial \xi} \right|_{\xi=\xi^*}, w_2(t) = \left. \frac{\partial x_2(t, \xi)}{\partial \xi} \right|_{\xi=\xi^*},$$

а также соответствующие уравнения чувствительности

$$\begin{aligned} \dot{w}_1 &= w_2, \\ \dot{w}_2 &= -\omega_1^2 w_1 - 2\xi^* \omega_1 w_2 - 2\omega_1 x_2(t, \xi^*). \end{aligned} \quad (31)$$

Уравнения чувствительности (31) необходимо рассматривать совместно с уравнениями невозмущенного движения (24). Объединяя уравнения (24) и (31), получим

$$\begin{aligned} \dot{z} &= A_1 z + B_1(u + \varphi), \\ A_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\omega_1^2 & -2\xi^* \omega_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & -2\omega_1 & -\omega_1^2 & -2\xi^* \omega_1 \end{bmatrix}, \\ B_1 &= \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \end{aligned} \quad (32)$$

где $z = [x_1 \ x_2 \ w_1 \ w_2]^T$ – вектор состояния расширенной системы.

Учитывая, что возмущенное движение в пер-

вом приближении можно представить в виде суперпозиции невозмущенного и дополнительного движений

$$x_1(t, \xi) \cong x_1(t, \xi^*) + (\xi - \xi^*)w_1(t),$$

$$x_2(t, \xi) \cong x_2(t, \xi^*) + (\xi - \xi^*)w_2(t),$$

по аналогии с (25) введем показатель чувствительности

$$J_\xi = \int_0^\infty (\omega_1^2 w_1^2 + w_2^2) dt, \quad (33)$$

характеризующий энергию дополнительного движения.

Объединяя показатель (25) при значении $r = 1/\omega_1^2$, выбранном на предыдущем этапе, с показателем (33), получим показатель качества для расширенной системы (32) в виде

$$J_1 = \int_0^\infty \left[\omega_1^2 x_1^2 + x_2^2 + \frac{u^2}{2} + m(\omega_1^2 w_1^2 + w_2^2) \right] dt, \quad (34)$$

где весовой коэффициент m пока не зафиксирован.

Установить приемлемое значение весового коэффициента m можно итеративным путем в пакете MATLAB на основе сравнительного анализа решений LQ-задачи оптимального управления (32), (34) при разных значениях m .

В соответствии с (23) оптимальное управление в рассматриваемом случае имеет вид

$$u = -K_1^* x_1 - K_2^* x_2 - K_3^* w_1 - K_4^* w_2, \quad (35)$$

где K_i^* ($i = \overline{1, 4}$) – оптимальные значения коэффициентов обратных связей, найденные по стандартной схеме с использованием решения уравнения Риккати (22) при выбранном значении весового коэффициента m в показателе (34).

Подставляя управление (35) в уравнение (32), получим оптимальный по критерию (34) характеристический полином расширенной системы

$$\det \begin{bmatrix} \lambda & -1 & 0 & 0 \\ \omega_1^2 + K_1^* & \lambda + 2\xi^* \omega_1 + K_2^* & K_3^* & K_4^* \\ 0 & 0 & \lambda & -1 \\ 0 & 2\omega_1 & \omega_1^2 & \lambda + 2\xi^* \omega_1 \end{bmatrix} =$$

$$= \lambda^4 + \alpha_1^* \lambda^3 + \alpha_2^* \lambda^2 + \alpha_3^* \lambda + \alpha_4^*, \quad (36)$$

где

$$\alpha_1^* = 4\xi^* \omega_1 + K_2^*;$$

$$\alpha_2^* = 2\omega_1^2 (2\xi^{*2} + 1) + K_1^* + 2\xi^* \omega_1 K_2^* - 2\omega_1 K_4^*;$$

$$\alpha_3^* = \omega_1^2 (2\xi^* \omega_1 + K_2^*) - 2\omega_1 K_3^* + 2\xi^* \omega_1 (\omega_1^2 + K_1^*);$$

$$\alpha_4^* = \omega_1^2 (\omega_1^2 + K_1^*).$$



3. Вернемся к реальному PID-регулятору (10). Для его настройки в качестве желаемого будем использовать характеристический полином (36), который при $m = 10$ в функции качества (34) имеет корни $\lambda_1 = -7,3$ 1/с, $\lambda_2 = -28,1$ 1/с, $\lambda_{3,4} = -41,6 \pm j62$ 1/с. В этом случае даже существенное отклонение параметра объекта ξ от расчетного значения ξ^* приводит лишь к незначительному (локальному) изменению расположения корней характеристического

полинома замкнутой системы относительно их желаемого расположения. При этом переходные процессы в замкнутой системе имеют почти апериодический характер.

В заключение отметим, что для реализации предложенного метода синтеза грубых регуляторов может быть использовано стандартное алгоритмическое и программное обеспечение пакета MATLAB.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Первозванский, А.А.** Курс теории автоматического управления [Текст] / А.А. Первозванский. – М.: Наука, 1986. – 616 с.

2. **Поляк, Б.Т.** Робастная устойчивость и управление [Текст] / Б.Т. Поляк, П.С. Щербаков. – М.: Наука, 2002. – 303 с.

3. Методы робастного, нейро-нечеткого и адаптивного управления [Текст] / Под. ред. Н.Д. Егупова. – М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. – 744 с.

4. **Дорф, Р.** Современные системы управления [Текст] / Р. Дорф, Р. Бишоп. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2004. – 832 с.; [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.prenhall.com/dorf>

УДК 004.932./004.056.55

В.Н. Шашихин, Н.В. Богач, В.А. Чупров

ПРОБЛЕМА МАЛОГО КОЛИЧЕСТВА КЛЮЧЕЙ В АЛГОРИТМЕ ШИФРОВАНИЯ ДВУМЕРНЫХ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ТЕНТ-ОТОБРАЖЕНИЯ

Большое количество публикаций, посвященных приложению теории динамического хаоса к задачам обработки, передачи и защиты информации, обусловлено широкими перспективами практического применения хаотических преобразований в этих областях науки. В современной криптографии сложилось определенное представление о роли, отводимой хаотическим преобразованиям, их возможностям [3], [5]. Построен и исследован ряд криптосистем на основе хаоса [6, 7]. Проблемы, возникающие при реализации хаотических криптосистем, связаны, во-первых, с оценкой качества получаемых алгоритмов, их быстродействием, доказательством преимуществ применения хаотических отображений по сравнению с традиционными решениями, а, во-вторых, с недостатком информации о параметрах алгоритмов хаотического шифрования, размерности пространства ключей, трудоемкости криптоанализа и прочих количественных оценках [5].

В настоящей статье рассматривается алгоритм шифрования двумерных данных, в котором в качестве основного шага криптографического преобразования применяется одномерное хаотическое отображение типа «tent». При разработке алгоритма используется схема с нелинейным подмешиванием [1], традиционно применяемая в аналоговых системах хаотической связи. Применение ее в полностью цифровой системе дало хороший результат.

Выбор параметров алгоритма

В качестве хаотической функции будем использовать одномерное однопараметрическое кусочно-линейное отображение $\{x : \mathfrak{R}_1 \rightarrow \mathfrak{R}_1\}$:

$$x_{n+1} = \begin{cases} \frac{x_n}{\mu}, x_n < \mu \\ \frac{1-x_n}{1-\mu}, x_n > \mu \end{cases} \quad (1)$$

где $0 < \mu < 1$ – параметр симметрии.

Этот выбор продиктован тем, что введенное отображение является одним из наиболее простых хаотических отображений, его динамика хорошо изучена и хаотическое поведение наблюдается при всех значениях параметра μ , поскольку показатель Ляпунова всюду положителен [2]. Последнее свойство отображения делает его особенно привлекательным для использования в криптографических целях.

Рассмотрим его применение в схеме шифрования. В качестве открытого текста выберем черно-белое изображение размером 275*201 пикселей с 256 градациями серого уровня (рис. 1). Обозначим яркость цвета в точке с координатами (i, j) через s_{ij} . Преобразование изображения в сигнал будем проводить попиксельно строка за строкой, нормируя значения s_{ij} к интервалу $(0, 1)$. Выразим отсчеты информационного сигнала S_k через отсчеты изображения s_{ij} :

$$S_k = \frac{s_{ij} + \frac{1}{2}}{L}, \quad (2)$$

где $k = m(i-1) + j$, m – число пикселей в строке изображения; L – число градаций серого уровня.

Результат шифрования изображения (рис. 1 б) позволяет сделать вывод о том, что распределение точек и, соответственно, спектр яркости изображения становится однородным по всему изображению. Таким образом, очевидно, что данный алгоритм шифрования обеспечивает одно из двух главных свойств криптосистемы – перемешивание, при котором статистические свойства исходного сообщения не влияют на статистические свойства полученного сообщения.

Роль ключа выполняет значение параметра μ , это означает, что при одинаковых значениях параметра μ в шифраторе и дешифраторе должно происходить безошибочное восстановление исходного изображения. Если же значения параметра μ в шифраторе и дешифраторе различны, то восстановление исходного изображения невозможно.

Проведенные эксперименты показывают, что в случае совпадения значений параметра μ в нелинейных преобразователях шифратора и дешифратора наблюдается безошибочное расшифрование шифртекста. При малом отклонении значения параметра μ в дешифраторе от значения параметра μ в шифраторе в восстановленном изображении существуют искажения, однако оно все еще поддается идентификации вследствие интерполирующих свойств зрительного аппарата человека (если бы в качестве информационного сигнала использовалась текстовая информация, то при таком уровне искажений восстановленный текст был бы невоспроизводимым) (рис. 2 а). Если же разница в значениях параметра μ шифратора и дешифратора значительна, то визуальная идентификация изображения становится невозможной (рис. 2 б).

Таким образом, около каждого значения ключа наблюдается некоторая окрестность $\pm \Delta\mu$, ключи из которой могут в какой-то степени заменять первоначальный ключ. Сужение таких окрестностей является необходимым условием построения алгоритма шифрования на основе хаотических отображений. Будем называть интервал $\mu \pm \Delta\mu$ кластером ключа, и будем использовать понятие

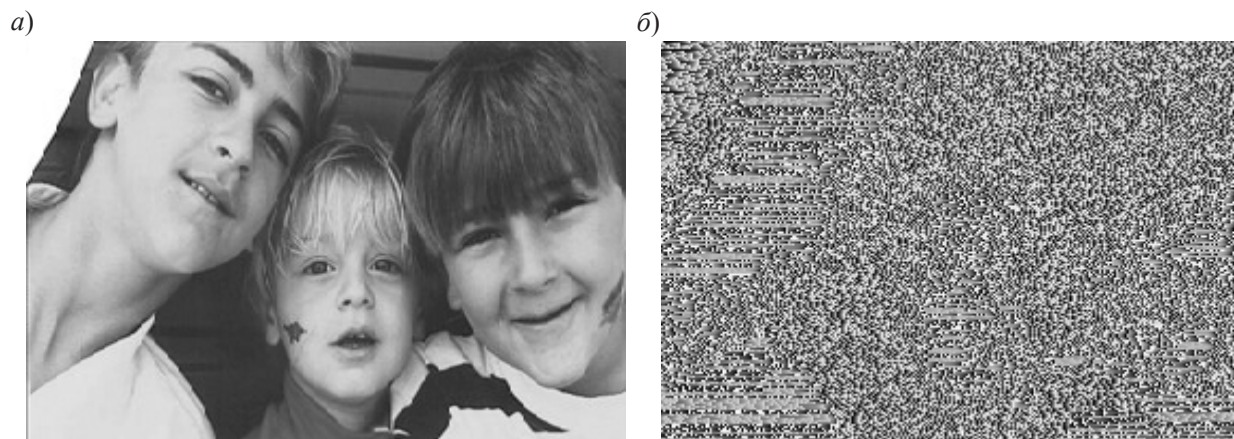


Рис. 1. Тестовое черно-белое изображение с 256 градациями серого уровня (а) и результат шифрования тестового изображения при значении параметра $\mu = 0,7$ (б)

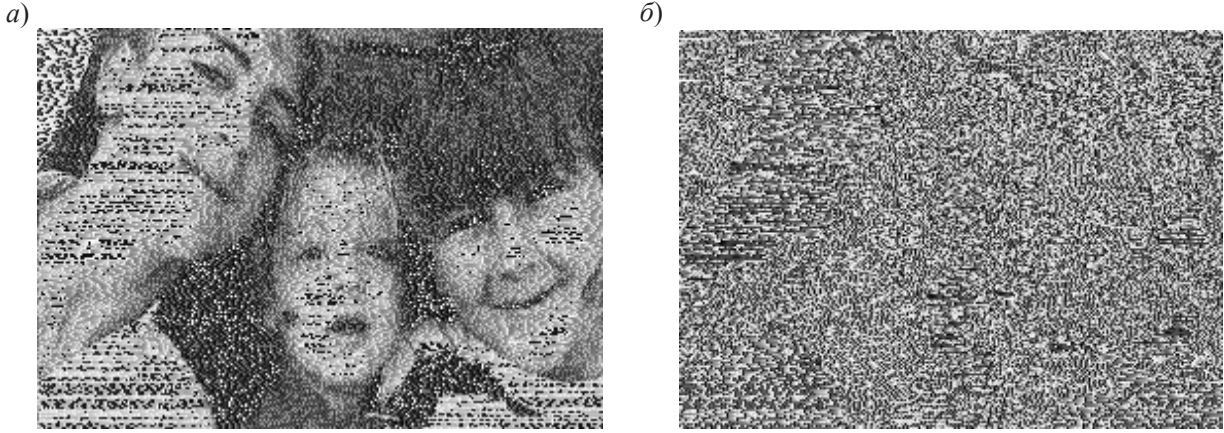


Рис. 2. Результаты восстановления изображения при значении параметра $\mu = 0,55$ (а) и $\mu = 0,35$ (б)

размера кластера $Q = \pm \Delta\mu$ как показатель качества алгоритма шифрования.

Оценка количества ключей шифрования

Оценим число ключей k , доступных в рассматриваемой схеме шифрования. Как было сказано выше, все множество значений параметра μ шифратора-дешифратора можно разделить на определенное число кластеров. При использовании любой пары значений из одного и того же кластера происходит полное или частичное восстановление изображения. При использовании в шифраторе и дешифраторе любой пары значений параметров, принадлежащих разным кластерам, восстановление изображения невозможно. Таким образом, число ключей k равно числу кластеров параметра μ . Для получения выражения для числа кластеров в явном виде воспользуемся расчетом коэффициента корреляции между исходным и зашифрованным изображением:

$$C = \frac{K(x, y)}{\sqrt{D(x, x)D(y, y)}}, \quad (3)$$

где $K(x, y) = \sum_i \sum_j (x_{i,j} - \bar{x})(y_{i,j} - \bar{y})$ – ковариация двух изображений; $D(x, x) = \sum_i \sum_j (x_{i,j} - \bar{x})^2$,

$D(y, y) = \sum_i \sum_j (y_{i,j} - \bar{y})^2$ – соответственно, дисперсии двух изображений; x_{ij} – значение яркости пикселя первого изображения; y_{ij} – значение яркости пикселя второго изображения; $\bar{x}$ и $\bar{y}$ – средние значения яркости пикселей первого и второго изображений. Аналогично введем понятие взаимной корреляции двух расшифрованных изображений:

$$\tilde{C}_{\mu, \tilde{\mu}} = \frac{K(y, \tilde{y})}{\sqrt{D(y, y)D(\tilde{y}, \tilde{y})}}, \quad (4)$$

где $K(y, \tilde{y}) = \sum_i \sum_j (y_{i,j} - \bar{y})(\tilde{y}_{i,j} - \bar{\tilde{y}})$ – ковариация двух изображений, расшифрованных со значениями μ и $\tilde{\mu} = \mu \pm \Delta\mu$ соответственно; $D(y, y) = \sum_i \sum_j (y_{i,j} - \bar{y})^2$ – дисперсия изображения, расшифрованного с точным значением параметра μ ; $D(\tilde{y}, \tilde{y}) = \sum_i \sum_j (\tilde{y}_{i,j} - \bar{\tilde{y}})^2$ – дисперсия изображения, расшифрованного с $\tilde{\mu} = \mu \pm \Delta\mu$.

Допустим, что восстановленное изображение неидентифицируемо, если корреляция между ним и точным расшифрованным изображением меньше определенного значения, и примем эту величину в качестве эмпирического порога распознавания C_{emp} . С другой стороны, величина $\tilde{C}_{\mu, \tilde{\mu}}$ обусловлена чувствительностью хаотического отображения к начальным условиям, т. е. скоростью расхождения траекторий $v_{y, \tilde{y}} = \mu e^{N\lambda}$ [3] и, следовательно, $K(y, \tilde{y}) = \int \mu e^{N\lambda} d\mu = \mu^2 e^{N\lambda}$,

где $\lambda = \lim_{N \rightarrow \infty} \lim_{\Delta\mu \rightarrow 0} \log \left| \frac{y^N(\mu + \Delta\mu) - y^N(\mu)}{\Delta\mu} \right|$. При

$\mu = 0,5$ и $\lambda = \ln 2$ $K(y, \tilde{y}) = e^N / 2$. Значения параметра $\tilde{\mu} = \mu \pm \Delta\mu$, отвечающие условию $\{\mu, \tilde{\mu} \in (0, 1) : C_{emp} < \tilde{C}_{\mu, \tilde{\mu}} < 1\}$, попадают в один кластер с данным значением μ и не могут рассматриваться в качестве ключей шифрования. Максимальное число кластеров ключей в таком

случае равно $k = \left\lceil \frac{1}{Q} \right\rceil = \frac{1}{\Delta\mu_{max}}$, т. е. количеству неперекрывающихся промежутков на интервале $(0, 1)$, где $\Delta\mu_{max}$ – граничное значение отклонения параметра $\mu_{max} = \mu + \Delta\mu_{max} : \tilde{C}(\mu) = C_{emp}$. Например, если принять значение порога распознавания $C_{emp} = 10\%$, то при $N = 1$ он достигается при разнице в значении параметра μ в шифраторе и дешифраторе около $\Delta\mu_{max} = 0,35$. Таким образом,

весь диапазон (0, 1) значений параметра μ можно разбить не более чем на два кластера и данный алгоритм шифрования имеет всего два ключа. Очевидно, что необходимо увеличить число ключей шифрования. Результаты численных экспериментов при различных значениях N и параметра μ приведены в таблице. Прочерки в графе «Размер кластера Δ » означают, что границы кластера подобных параметров выходят за область определения отображения. Этот результат наблюдается при сильной асимметрии отображения (таблица) и при малом количестве раундов N .

Таким образом, в случае, когда tent-отображение несимметрично, скорость роста количества ключей уменьшается. Это объясняется тем, что показатель Ляпунова λ при μ , отличном от 0,5, меньше, чем $\ln 2$. При достаточно сильной асимметрии отображения (1) число ключей шифрования заметно сокращается. В пределе при $\mu \rightarrow 0$ или $\mu \rightarrow 1$ показатель Ляпунова $\lambda \rightarrow 0$, т. е. для получения определенного, наперед заданного, количества ключей требуется применение все большего количества повторений N в нелинейном преобразователе.

Еще одно ограничение на количество ключей шифрования накладывает точность вычислений используемого процессора. Действительно, т. к. ключом в рассматриваемой схеме шифрования является значение параметра μ отображения (1), то максимальная длина ключа определяется дли-

ной мантиссы двоичного представления действительного числа. Другими словами, максимальная длина ключа в описанной схеме не превышает 52 бит.

Анализ причин возникновения проблемы малого количества ключей

Как было установлено в предыдущем разделе, рассмотренный алгоритм шифрования с нелинейным подмешиванием имеет существенные ограничения по количеству возможных ключей шифрования. Рассмотрим причины возникновения кластеров большого размера. Как известно, криптографически стойкий алгоритм должен обладать хорошими диффузионными свойствами как по открытому тексту, так и по ключу. Небольшое возмущение в открытом тексте или ключе должно приводить к полному изменению шифртекста. Таким образом, свойство диффузии влияет на количество возможных ключей в схеме шифрования. Рассмотрим проявление диффузионных свойств в описанной схеме.

Схема кодирования с нелинейным подмешиванием с использованием в качестве функции шифрования tent-отображения обладает хорошим рассеиванием по открытому тексту. Небольшое возмущение в одном пикселе приводит к получению абсолютно нового шифртекста. Данный результат объясняется чувствительностью хаотических отображений к начальным условиям. Для

Результаты численных экспериментов

Количество применений функции кодирования N	Значение параметра tent-отображения μ	Размер кластера Q
1	0,1	—
5		—
10		$8,6 \times 10^{-2}$
20		$4,7 \times 10^{-3}$
1	0,5	0,73
5		$2,9 \times 10^{-2}$
10		$8,9 \times 10^{-4}$
20		$2,3 \times 10^{-6}$
1	0,7	—
5		0,16
10		$3,1 \times 10^{-3}$
20		$8,7 \times 10^{-6}$



tent-отображения показатель Ляпунова $\lambda = \ln 2$. Это означает, что если в начальный момент времени размер возмущения был 2^{-N} , то через N итераций величина возмущения достигнет $(2^{-N} \times 2^N)$, т. е. если внести возмущение в последний бит мантиссы двоичного представления числа, то через 50–55 итераций (52 бита в представлении числа отводится под мантиссу) степень корреляции между исходной и возмущенной траекториями будет такой же, как у двух случайных независимых последовательностей. Таким образом, если длина открытого текста заметно превышает 50 бит, то любое сколь угодно малое возмущение в нем приведет к полному изменению шифртекста.

Рассматриваемый алгоритм является чувствительным не только к изменениям в открытом тексте, но и к изменениям в ключе. Действительно, изменение параметра соответствует изменению наклонов кусочно-линейной функции отображения. Это приводит к возмущению траектории. В свою очередь любое возмущение траектории влечет за собой появление абсолютно нового шифртекста. Следовательно, в схеме с нелинейным подмешиванием можно ожидать проявления достаточных диффузионных свойств.

Найдем другие возможные причины возникновения больших кластеров ключей. Рассмотрим, что происходит с шифртекстом при его расшифровывании. Если на входе дешифратора сигнал $S_n + x_n$, то на его выходе получим сумму $S'_n + \Delta x_n$, где Δx_n – расхождение параметров шифратора и дешифратора. Поскольку в шифраторе суммирование информационного и хаотического сигналов происходит при каждой итерации tent-отображения, то размер Δx_n можно примерно оценить как $2\Delta\mu$, где $\Delta\mu$ – **разность значений параметров шифратора и дешифратора**. Графическая информация обладает большой избыточностью, поэтому если Δx_n мало, то восстановленное изображение будет поддаваться идентификации. Чтобы избежать этого, необходимо построить алгоритм, в котором любое сколь угодно малое изменение в параметрах шифратора/дешифратора приводило бы к изменениям Δx_n за пределами эмпирического порога распознавания.

Шифрование с повторениями

Модифицируем алгоритм шифрования и применим в качестве нелинейного преобразователя блок многократного последовательного применения функции шифрования $f(x_n)$ (ФШ).

Получаемое при этом результирующее преобразование может быть записано следующим образом:

$$x_{n+1} = f(f(\dots f(x_n)\dots)) = f^N(x_n), \quad (5)$$

где N – количество применений функции шифрования.

Рассмотрим процессы шифрования и расшифрования сигнала в предложенной схеме. Информационный сигнал S_n подается в сумматор шифратора, где к нему добавляется сигнал x_n . Суммарный сигнал $S_n + x_n$ поступает в канал связи, а также на вход нелинейного преобразователя. Пройдя через нелинейный преобразователь с многократным применением ФШ суммарный сигнал преобразуется в сигнал $x_{n+1} = f^N(S_n + x_n)$. Далее происходит единичная задержка сигнала x_{n+1} по времени и весь процесс повторяется. Схема дешифратора аналогична схеме шифратора. Принятый сигнал $S_n + x_n$, пройдя по петле разомкнутой связи, преобразуется в сигнал $f^N(S_n + x_n)$ и поступает в вычитатель, где он вычитается из сигнала, пришедшего на вход декодера $S_{n+1} + f^N(S_n + x_n)$. Полученная разность $S'_{n+1} = S_{n+1} + f^N(S_n + x_n) - f^N(S_n + x_n)$ является восстановленным информационным сигналом. В случае совпадения значений параметров ФШ в шифраторе и дешифраторе разность $\Delta f^N = f^N \times (S_n + x_n) - f^N(S_n + x_n) = 0$ и восстановленный сигнал в точности равен исходному информационному сигналу $S'_{n+1} = S_{n+1}$. Если значения параметров ФШ шифратора и дешифратора различны, то $\Delta f^N \neq 0$ и, соответственно, $S'_{n+1} \neq S_{n+1}$. Можно заметить определенное сходство данной схемы шифрования с блочными шифрами в режиме обратной связи по шифртексту.

По мере увеличения числа раундов шифрования N , т. е. чем больше раз применяется ФШ в нелинейных преобразователях шифратора и дешифратора, тем сильнее разность Δf^N отлична от нуля (при одних и тех же отличиях в параметрах шифратора и дешифратора).

Данный результат объясняется чувствительностью траекторий хаотических систем к возмущениям в параметрах (при условии, что область определения параметров соответствует хаотическому режиму). Количество вводимых в схему повторений определяется скоростью разбегания траекторий, характерной для применяемой функции шифрования. В случае использования в качестве ФШ tent-отображения количество по-

вторений, необходимых для обеспечения хорошей диффузии по ключу (чувствительности к измене-

ниям последнего бита параметра μ), как было показано выше, равно 50.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Дмитриев, А.С.** Динамический хаос: новые носители информации для систем связи [Текст] / А.С. Дмитриев, А.И. Панас. –М.: Физматлит, 2002. –252 с.
2. **Кузнецов, С.П.** Динамический хаос [Текст] / С.П. Кузнецов. –М.: Физматлит, 2006. –356 с.
3. **Птицын, Н.** Приложение теории детерминированного хаоса в криптографии [Текст] / Н. Птицын. –М.: Изд-во МГТУ им. Баумана, 2002. –80 с.
4. **Masuda, N.** Chaotic block ciphers: from theory to practical algorithms [Text] / N. Masuda, G. Jakimoski, K. Aihara [et al.] // IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications. –2006. –Vol. 53. –№ 6. –P. 1341–1352.
5. **Alvarez, G.** Some basic cryptographic requirements for chaos-based cryptosystems [Text] / G. Alvarez, S. Li // International J. of Bifurcation and Chaos. –2006. –№ 16 (8). –P. 2129–2151.
6. **Habutsu, T.** A Secret Key Cryptosystem by Iterating a Chaotic Map. Advances in Cryptology [Text] / T. Habutsu, Y. Nishio, I. Sasase [et al.]; ed. D.W. Davies // EUROCRYPT'91. LNCS 547. –Berlin: Springer-Verlag, 1991. –127 p.
7. **Biham, E.** Cryptanalysis of the Chaotic-Map Cryptosystem Suggested at EUROCRYPT'91. Advances in Cryptology [Text] / E. Biham ed. D.W. Davies // EUROCRYPT'91. LNCS 547. –Berlin: Springer-Verlag, 1991. –532 p.

УДК 621.396.969.11

В.А. Сухов

ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ АБОНЕНТСКОГО УСТРОЙСТВА В СЕТЯХ СТАНДАРТА IEEE 802.11 G

Технологии позиционирования абонентских устройств классифицируются с учетом выделяемого параметра сигнала, который измеряется для определения дальности от абонентского устройства (АУ) до опорных точек – точек доступа с известными координатами. Параметрами сигнала, используемыми при позиционировании внутри помещения, являются его мощность и время прохождения сигнала от опорных точек до АУ.

В телекоммуникационных сетях стандарта IEEE 802.11 наибольшее распространение получили алгоритмы позиционирования, основанные на измерении величины затухания сигнала. Для оценки величины расстояния от АУ до опорной точки используется параметр RSSI (Received Signal Strength Indicator), доступный на нижнем подуровне канального уровня модели OSI (MAC-уровень). Этот параметр является показателем уровня принимаемой энергии сигнала. В соответствии с требованиями IEEE 802.11 базовая станция излучает сигналы с кадрами управляющего типа (beacons) с периодичностью около 100 мс. На основе этих и любых других информационных

сигналов имеется возможность постоянной оценки расстояния.

Цель работы – оценка возможности повышения точности определения местоположения абонентского устройства при наличии в канале передачи аддитивного шума и замираний сигналов при использовании оптимальных алгоритмов оценки параметров сигналов на основе калмановской фильтрации.

Формирование сигналов

Оценка величины мощности сигнала в телекоммуникационных сетях стандарта IEEE 802.11 осуществляется по PLCP преамбуле сигналов, структура которой приведена на рис. 1 [1]. Преамбула содержит десять коротких и два длинных OFDM символа [2]. Временные характеристики, приведенные на рисунке, соответствуют полосе частот сигнала 20 МГц.

В структуре преамбулы $t_1 \dots t_{10}$ представляют собой символы с малой длительностью, T_1, T_2 – символы большой длительности. Каждый из символов $t_1 \dots t_{10}$ состоит из 12 поднесущих частот,

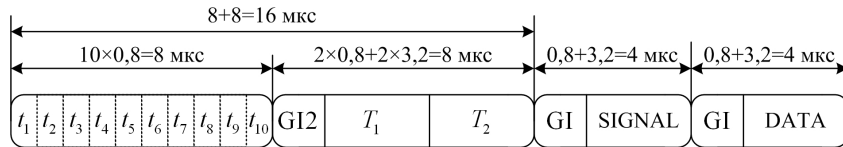


Рис. 1. Структура PLCP преамбулы сигнала

которые модулируются элементами последовательности S :

$$S_{-26,26} = \sqrt{13/6} \times \{0,0,1+j,0,0,0,-1-j,0,0,0,1+ \\ +j,0,0,0,-1-j,0,0,0,-1-j,0,0,0,1+ \\ +j,0,0,0,0,0,0,-1-j,0,0,0,-1- \\ -j,0,0,0,1+j,0,0,0,1+j,0,0,0,1+ \\ +j,0,0,0,1+j,0,0\}. \quad (1)$$

Множитель $\sqrt{13/6}$ нормирует среднюю мощность OFDM символа, в котором используется 12 из 52 поднесущих. Сигнал формируется в соответствии со следующим выражением:

$$r_{SHORT}(t) = w_T(t) \sum_{k=-N_{ST}/2}^{N_{ST}/2} S_k \cdot \exp(j2\pi k \Delta_F t), \quad (2)$$

где Δ_F – частотный разнос поднесущих частот; S_k – значение модулирующего элемента последовательности (1); N_{ST} – количество поднесущих частот ($N_{ST} = 52$); $w_T(t)$ – сглаживающая оконная функция, определяемая выражением (6).

Каждый из символов T_1 , T_2 состоит из 53 под-

несущих частот, которые модулируются элементами последовательности L :

$$L_{-26,26} = \{1,1,-1,-1,1,1,-1,1,-1,1,1,1,1,1,-1, \\ -1,1,1,-1,1,-1,1,1,1,0,1,-1,-1,1,1,-1,1, \\ -1,1,-1,-1,-1,-1,-1,1,1,-1,-1,1,-1,1,1,1\}. \quad (3)$$

Каждый из символов T_1 , T_2 формируется в соответствии со следующим выражением:

$$r_{LONG}(t) = w_T(t) \sum_{k=-N_{ST}/2}^{N_{ST}/2} L_k \cdot \exp(j2\pi k \Delta_F (t - T_{GI2})), \quad (4)$$

где $w_T(t)$ – сглаживающая оконная функция, определяемая выражением (6); L_k – значение модулирующего элемента последовательности (3); T_{GI2} – длительность защитного интервала.

Символы $t_1 \dots t_{10}$ и T_1 , T_2 объединяются для формирования преамбулы:

$$r_{PREAMBLE}(t) = r_{SHORT}(t) + r_{LONG}(t - T_{SHORT}), \quad (5)$$

где T_{SHORT} – длительность 10 символов $t_1 \dots t_{10}$.

В выражениях (2) и (4) сглаживающая оконная функция $w_T(t)$ определяется следующим образом:

$$w_T(t) = \begin{cases} \sin^2\left(\frac{\pi}{2}(0,5 + t/T_{TR})\right) & (-T_{TR}/2 < t < T_{TR}/2) \\ 1 & (T_{TR}/2 \leq t < T - T_{TR}/2) \\ \sin^2\left(\frac{\pi}{2}(0,5 - (t-T)/T_{TR})\right) & (T - T_{TR}/2 \leq t < T + T_{TR}/2) \end{cases}, \quad (6)$$

при этом значение параметра $T_{TR} = 100$ нс.

Мощность части сигнала, в которой передается преамбула, является фиксированной величиной, поэтому имеется возможность однозначного определения величины затухания сигнала. Оценку изменения уровня мощности сигнала будем вести на интервале 200 с.

Модель многолучевого канала

При распространении радиоволн по естественным трассам параметры среды меняются во времени случайным образом. В этой связи канал передачи можно рассматривать как линейную систему со случайными параметрами. Коэффициент передачи такой системы для каждой частоты представляет случайный процесс. Детермини-

рованный сигнал после прохождения по каналу приобретает характеристики случайного процесса, амплитуда и фаза которого флуктуируют.

Переданный сигнал может распространяться различными путями до прибытия на приемную антенну и представляет собой в этом случае совокупность компонент. Простейшая модель многолучевого сигнала имеет вид:

$$y(t) = \sum_{n=1}^N a_n s[t - \tau_n], \quad (7)$$

где $s(t)$ – передаваемый сигнал; a_n – коэффициент затухания сигнала на n -м пути; τ_n – соответствующая задержка распространения; N – число путей распространения. Комплексная огибающая многолучевого сигнала может быть определена выражением:

$$\tilde{y}(t) = \sum_{n=1}^N a_n e^{-j\omega_0 \tau_n} \tilde{s}[t - \tau_n] = \sum_{n=1}^N c_n \tilde{s}[t - \tau_n]. \quad (8)$$

Следует отметить, что в каждом луче распространения может иметь место дополнительный фазовый сдвиг φ_n , при этом комплексная огибающая импульсного отклика канала $c(t)$ может быть описана выражением

$$c(t) = |c(t)| e^{j\varphi(t)}, \text{ где } |c(t)| = \sum_{n=1}^N a_n \delta[t - \tau_n], \quad (9)$$

$$\varphi(t) = \sum_{n=1}^N \varphi_n \delta[t - \tau_n],$$

где $\varphi(t)$ – результирующий фазовый сдвиг.

Выражение (8) удобно применять при моделировании многолучевого канала с использованием линии задержки. Таким образом, многолучевой канал характеризуется следующими наборами параметров:

- 1) набор задержек распространения сигнала $\{\tau_n\}$;
- 2) набор коэффициентов затухания сигнала $\{a_n\}$;
- 3) набор величин фазовых сдвигов $\{\varphi_n\}$.

Каждое значение величины задержки, коэффициента затухания и величины фазового сдвига связано с процессами, происходящими в n -м луче.

Флуктуации уровня мощности принятого сигнала, возникающего из-за замираний, могут быть смоделированы как случайный процесс. В случае, когда комплексная огибающая импульсного канального отклика $\tilde{c}(t)$ имеет нулевое математическое ожидание, огибающая $R(t) = |c(t)|$ описывается распределением Рэлея. В случае, когда комплексная огибающая канального отклика $c(t)$ имеет ненулевое математическое ожидание, огибающая $R(t)$ описывается распределением Райса:

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} I_0 \left[\frac{rA}{\sigma^2} \right] e^{-\frac{r^2 + A^2}{2\sigma^2}}, \quad r \geq 0, A \geq 0, \quad (10)$$

где A характеризует величину амплитуды огибающей компонента прямолинейного распространения сигнала; $I_0(x)$ – функция Бесселя первого рода нулевого порядка.

Наличие постоянной составляющей в комплексной огибающей импульсного отклика канала является следствием наличия компоненты прямолинейного распространения сигнала. Отношение $K = A^2/\sigma^2$ носит название *коэффициента Райса* и является показателем относительной

мощности компонент прямолинейного распространения к мощности отраженных компонент. В случае отсутствия компоненты прямолинейного распространения ($A = 0$) распределение Райса преобразуется в распределение Рэлея.

Обобщенная модель в качестве параметров имеет значения количества путей распространения и времен задержки распространения на каждом пути. Строго говоря, количество путей распространения N и времена задержек распространения τ_n являются переменными во времени величинами, но для большинства каналов допустимо предположить, что количество многолучевых компонент не меняется с течением времени и значения задержек распространения на каждом пути меняются очень медленно, поэтому их можно принять постоянными. В случае, когда величины задержек распространения являются малыми по отношению к интервалу дискретизации T_s , рационально ограничить полосу пропускания канала посредством перехода к линии задержки с одинаковыми интервалами задержки. При моделировании дискретный сигнал $\tilde{y}(t)$ будет определен, как

$$\begin{aligned} \tilde{y}(t) &= \sum_{n=1}^N a_n \sum_{p=-P}^P \tilde{s}(pT_s) \text{sinc}(\omega_M(t - pT_s - \tau_n)) = \\ &= \sum_{p=-P}^P \tilde{s}(pT_s) \sum_{n=1}^N a_n \text{sinc}(\omega_M(t - pT_s - \tau_n)) = \\ &= \sum_{p=-P}^P \tilde{s}(pT_s) g_p, \end{aligned} \quad (11)$$

где параметр P выбирается таким образом, чтобы $|g_p|$ при всех p , не удовлетворяющих указанному условию, был пренебрежимо мал. Функция $\text{sinc}(\omega_M(t - pT_s - \tau_n))$ убывает достаточно быстро, поэтому количество элементов задержки для модели с ограниченной полосой невелико.

Таким образом, структурная схема формирования многолучевого сигнала представлена на рис. 2.

Для различных типов моделей каналов передачи [3, 4] с ростом величины среднеквадратического отклонения (СКО) задержки распространения σ_τ происходит уменьшение СКО мощности сигнала, что обусловлено большим затуханием амплитуды многолучевых компонент и уменьшением вклада каждой из них в результирующую мощность сигнала. Частоту оценки уровня мощности следует выбирать исходя из ее минимиза-

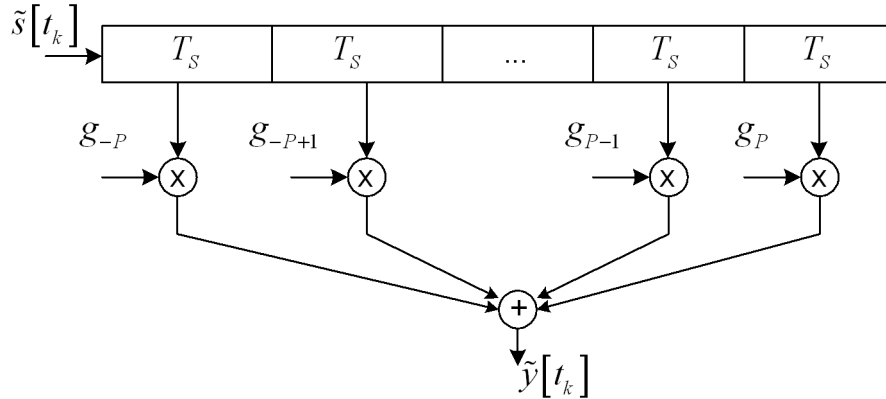


Рис. 2. Структурная схема формирования многолучевого сигнала

ции (для минимизации величины СКО мощности) и с точки зрения получения достаточной величины выборки для подвижного АУ. Если скорость движения объектов не превосходит 0,5–1,0 м/с, то оптимальной исходя из указанного критерия является величина частоты оценки F_s в пределах 2–5 Гц.

Для оценки расстояния между опорной точкой и АУ в качестве параметров используется либо величина затухания на известном расстоянии, либо характеристики приемной/передающей антенн. Оценка мощности сигнала на входе приемника P_r (дБм) может быть выполнена по следующей формуле:

$$P_r = P_t + G_t + G_r + 20 \lg \lambda - 20 \lg 4\pi - 10n \lg d = X - 10n \lg d, \quad (12)$$

где P_t – мощность на выходе передатчика, дБм; G_r , G_t – коэффициенты усиления антенн передатчика и приемника соответственно, дБи; λ – длина волны, м; d – расстояние от приемника до передатчика, м.

Алгоритм оценки дальности

Задача оценки параметра RSSI сводится к задаче оценки неизвестного параметра – «истинной» величины уровня мощности сигнала. Учитывая нормальный характер флуктуаций на входе приемника, рассмотрим применение рекуррентной методики оценки параметров системы по результатам зашумленных измерений, предполагающей использование фильтра Калмана [5]. Фильтр Калмана реализует алгоритм получения оптимальной оценки вектора состояния по нарастающему объему измерений.

Введем понятие динамической модели систе-

мы, описываемой выражением

$$\mathbf{q}_k = \Phi \mathbf{q}_{k-1} + \mathbf{w}_{k-1}, \quad (13)$$

где Φ – матрица состояния перехода. В общем случае вектор $\mathbf{q}_k$ содержит значения, характеризующие состояние системы на k -м шаге. В нашем случае этим значением является величина расстояния между опорной точкой и АУ. Сама модель описывает взаимосвязь состояния системы на текущем и предыдущем шаге измерения. Модель измерения описывается выражением

$$\mathbf{R}_k = \mathbf{H} \mathbf{q}_k + \mathbf{v}_k, \quad (14)$$

где $\mathbf{H}$ – матрица чувствительности измерений (матрица наблюдений), вектор $\mathbf{R}$ содержит значение мощности сигнала от некоторой опорной точки на k -м шаге измерения. Для моделей (13), (14) векторы порождающих шумов $\mathbf{w}_k$ и ошибок измерения $\mathbf{v}_k$ представляют собой дискретные центрированные белые шумы $\mathbf{w}_k \sim N(0, \mathbf{W})$, $\mathbf{v}_k \sim N(0, \mathbf{V})$, причем выполняется условие некоррелированности процессов $\mathbf{w}_k$ и $\mathbf{v}_k$. Необходимо по результатам измерения навигационных параметров (мощности) $\mathbf{R}_k$ дать оценку вектору состояния АУ $\mathbf{q}_k$ (дальности). Ковариационная матрица погрешностей $\mathbf{P}_k$ характеризует точность оценки вектора состояния $\mathbf{q}_k^{(-)}$. Ее априорное значение на k -м шаге определяется выражением

$$\mathbf{P}_k^{(-)} = \Phi \mathbf{P}_{k-1}^{(+)} \Phi^T + \mathbf{W}, \quad (15)$$

где $\mathbf{P}_k^{(-)}$ – априорное значение ковариационной матрицы погрешностей; $\mathbf{P}_{k-1}^{(+)}$ – апостериорное значение ковариационной матрицы погрешностей, полученное на предыдущем $(k - 1)$ шаге; $\mathbf{W}$ – матрица ковариации динамической модели системы. Апостериорное значение ковариаци-

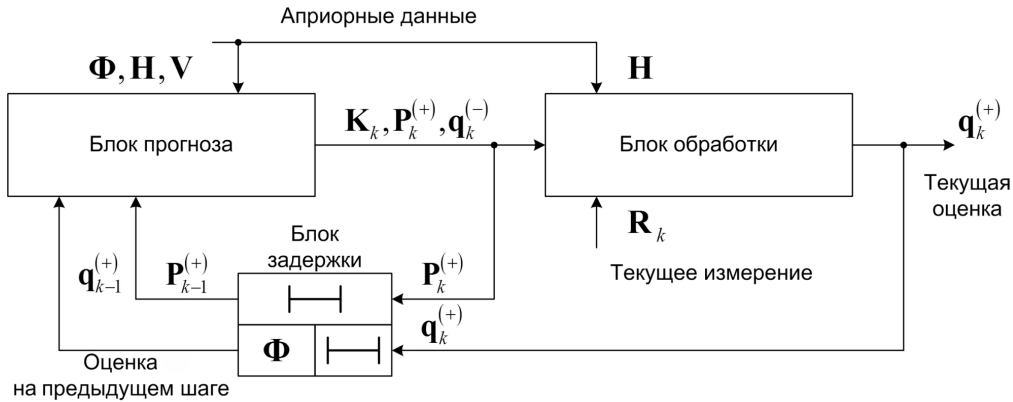


Рис. 3. Графическая интерпретация реализации фильтра Калмана

онной матрицы погрешностей $P_k^{(+)}$ для k -го шага определяется, как

$$P_k^{(+)} = [I - K_k H] P_k^{(-)}, \quad (16)$$

где K_k – коэффициент усиления фильтра Калмана, который рассчитывается по формуле

$$K_k = P_k^{(-)} H^T [H P_k^{(-)} H^T + V]^{-1}, \quad (17)$$

где V – матрица ковариации модели измерения. Апостериорные значения оцениваемых параметров определяются, как

$$q_k^{(+)} = q_k^{(-)} + K_k [R_k - H q_k^{(-)}]. \quad (18)$$

Для организации итерационного процесса в соответствии с выражениями (13)–(18) необходимо определить следующие параметры алгоритма. Значение H вычислено при разложении модели (12) в ряд Тейлора в окрестности точки $d_0 = 27,5$ м

$$H = \left. \frac{dP_r}{dd} \right|_{d=d_0} = 0,26. \text{ Значение матрицы состояния}$$

перехода $\Phi = 1$, значение матрицы ковариации динамической модели $W = 1$. Учитывая, что начальное значение $q_0^{(+)}$ известно неточно, матрицу ковариации $P_0^{(+)}$ инициуем значением, превосходящим значение W . Изменяя значение ковариации модели измерения V , имеется возможность менять дисперсию оценки вектора состояния $q_k^{(+)}$. В процессе моделирования принято значение $V = 120$.

Графическая реализация фильтра Калмана

приведена на рис. 3. На первом этапе в «блоке прогноза» на основании априорной информации о модели динамической системы (матрицы Φ, W), модели измерений (матрицы H, V), значения $P_{k-1}^{(+)}$ в соответствии с (15) получают априорное значение ковариационной матрицы погрешностей $P_k^{(-)}$; далее, в соответствии с (17), получают значение коэффициента усиления фильтра Калмана K_k ; затем, в соответствии с (16), – апостериорное значение ковариационной матрицы погрешностей $P_k^{(+)}$. На втором этапе в «блоке обработки» на основании текущего измерения R_k , в соответствии с выражением (18), получают апостериорную оценку вектора состояния $q_k^{(+)}$.

Для определения координат абонентского устройства дальномерным методом достаточно произвести измерения до трех опорных точек. Для этого, используя прямоугольную систему координат, можно найти координаты АУ (x, y) путем решения системы нелинейных уравнений:

$$\begin{cases} r_1^2 = (x_{01} - x)^2 + (y_{01} - y)^2 \\ r_2^2 = (x_{02} - x)^2 + (y_{02} - y)^2 \\ r_3^2 = (x_{03} - x)^2 + (y_{03} - y)^2 \end{cases}, \quad (19)$$

где x_{0i}, y_{0i} – координаты опорной точки; x, y – координаты АУ; r_i – измеренное значение дальности от АУ до опорной точки.

Вводя обозначения $\rho^2 = x_i^2 + y_i^2$, $\rho_{0i}^2 = x_{0i}^2 + y_{0i}^2$, $a_{31} = 0,5 \cdot (\rho_{03}^2 - \rho_{01}^2 + r_1^2 - r_3^2)$, $a_{21} = 0,5 \cdot (\rho_{02}^2 - \rho_{01}^2 + r_1^2 - r_2^2)$, решение системы (19) получим в виде

$$\begin{cases} x = \frac{a_{31} \cdot (y_{02} - y_{01}) - a_{21} \cdot (y_{03} - y_{01})}{(x_{03} - x_{01}) \cdot (y_{02} - y_{01}) - (x_{02} - x_{01}) \cdot (y_{03} - y_{01})} \\ y = \frac{a_{21} \cdot (x_{03} - x_{01}) - a_{31} \cdot (x_{02} - x_{01})}{(x_{03} - x_{01}) \cdot (y_{02} - y_{01}) - (x_{02} - x_{01}) \cdot (y_{03} - y_{01})} \end{cases}. \quad (20)$$

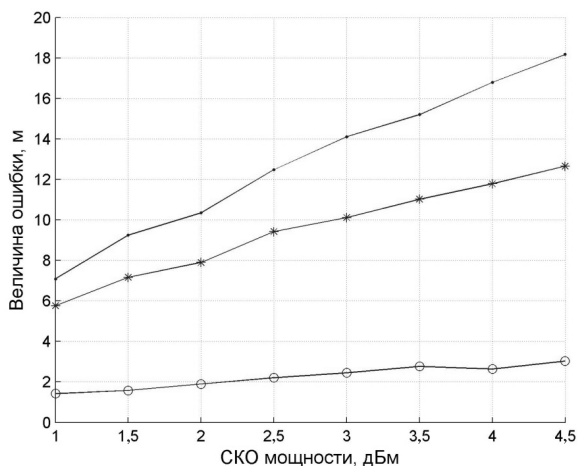


Рис. 4. Точность определения координат конечным методом

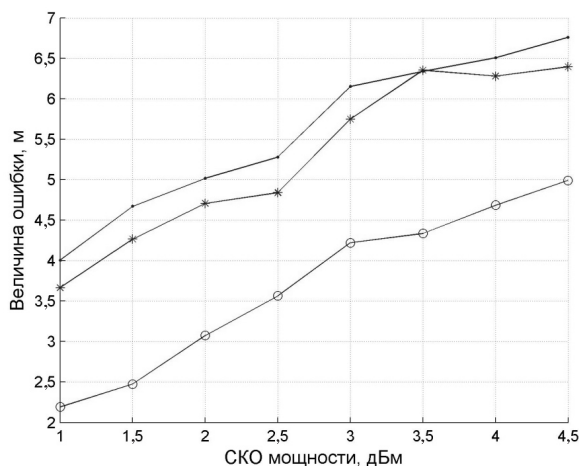


Рис. 5. Точность определения координат итерационным методом

Для решения системы (19) также можно использовать итерационные методы решения системы нелинейных уравнений, которые различаются объемом вычислений и скоростью сходимости процесса итераций [6, 7].

В результате выполненного моделирования телекоммуникационной системы, в которой проводится определение местоположения абонентского устройства при наличии в канале передачи аддитивного шума и замираний сигналов, получены результаты для оценки точности определения местоположения абонентского устройства для конечного метода (рис. 4) и итерационного метода (рис. 5) при использовании фильтра Калмана. На этих рисунках обозначены: маркерами типа «*» — зависимости при отсутствии фильтрации;

«*» — зависимости при оценке с использованием МНК; «o» — зависимости при оценке с использованием фильтра Калмана.

Использование оптимального алгоритма оценки неизвестного параметра сигнала (величины мощности) позволяет повысить точность определения местоположения абонентского устройства для конечного метода примерно в три раза, а для итерационного — до полутора раз в зависимости от величины среднеквадратичного отклонения мощности.

При использовании итерационного метода и при среднеквадратичном отклонении мощности сигнала на входе приемника, например 2,5 дБм, точность позиционирования составляет 3,5 м при использовании фильтра Калмана.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. IEEE Std 802.11-2007 [Электронный ресурс]
2. **Jeruchim, Michel C.** Simulation of Communication Systems. Modelling, Methodology, and Techniques [Text]/ Michel C. Jeruchim, Philip Balaban, K. Sam Shanmugan; 2nd ed. —Kluwer Academic Publishes, 2002. —937 p.
3. **Erceg, V.** TGn Channel Models [Электронный ресурс] / V. Erceg [et al.] // IEEE 802.11. document 11-03/0940r4
4. **Medbo, J.** Channel models for HIPERLAN/2 in Different Indoor Scenarios ETSI/BRAN document № 3ERI085B [Электронный ресурс] / J. Medbo, P. Schramm.
5. **Grewal, M.** Kalman filtering: Theory and practice using MATLAB [Text] / M. Grewal, A. Andrews. —JohnWiley&Sons Inc., 2001.
6. **Шебшаевич, В.С.** Сетевые спутниковые радионавигационные системы [Текст] / В.С. Шебшаевич, П.П. Дмитриев, Н.В. Иванцевич [и др.]. —М.: Радио и связь, 1993. —408 с.
7. **Степанов, О.А.** Основы теории оценивания с приложениями к задачам обработки навигационной информации: Ч.1. Введение в теорию оценивания [Текст]/ О.А. Степанов. —СПб.: ГНЦ РФ ЦНИИ «Электроприбор», 2009. —496 с.

ВЛИЯНИЕ АМПЛИТУДНОГО ОГРАНИЧЕНИЯ КВАДРАТУРНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ СИГНАЛОВ С OFDM В МОДУЛЯТОРЕ РАДИОПЕРЕДАТЧИКА НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА

Основным недостатком сигналов с ортогональным частотным мультиплексированием (сигналов с OFDM) является высокое значение пик-фактора колебаний [1]. Это приводит к значительному недоиспользованию по мощности выходного усилителя мощности, работающего в недонапряженном режиме в классе В, когда его статическая модуляционная характеристика (СМХ), под которой понимается зависимость амплитуды первой гармоники выходного тока $I_{к1}$ активного элемента усилителя от амплитуды $U_{вх}$ усиливаемого напряжения, практически линейна [2].

Естественное желание увеличить среднюю мощность излучаемых сигналов с OFDM, а вместе с этим увеличить и помехоустойчивость приема, сталкивается с необходимостью передавать сигналы в режиме амплитудного ограничения. Однако использование режима ограничения (в предельном случае «жесткого» ограничения) амплитуды высокочастотного колебания в усилителе мощности приводит к существенному расширению спектра [3].

В этой связи для снижения пик-фактора сигналов с OFDM применяются методы, предусматривающие введение предварительного кодирования сообщений [1], исключающее комбинации символов, вызывающие высокие значения пик-фактора колебаний, вероятностные методы кодирования сообщений, методы, основанные на амплитудном ограничении квадратурных составляющих сигналов с OFDM перед усилителем мощности [4]. При этом методы, основанные на ограничении квадратурных составляющих сигналов с OFDM, имеют преимущества перед случаем ограничения амплитуды в усилителе мощности, связанные с отсутствием расширения спектра случайной последовательности сигналов. Кроме того, следует ожидать, что в условиях, когда задана статическая модуляционная характеристика выходного усилителя мощности радиопередатчика (его пиковая мощность), может проявляться следующая

тенденция. При небольшом уровне ограничения квадратурных составляющих сигналов с OFDM и росте средней мощности последовательности сигналов будет наблюдаться повышение достоверности приема, а при существенном уровне ограничения, превалирующим окажется резкое ухудшение корреляционных свойств принимаемых сигналов и, как следствие, снижение качества приема информации.

Цель работы – оценка помехоустойчивости приема сигналов с OFDM при наличии амплитудного ограничения квадратурных составляющих случайной последовательности сигналов при использовании различных алгоритмов когерентной обработки, в т. ч. основанных на методах приема «в целом».

Формирование сигналов с OFDM при наличии амплитудного ограничения в квадратурных каналах

Рассмотрим формирование сигналов с OFDM и усиление этих сигналов в усилителе мощности. Последовательность канальных символов $\vec{d}$ разбивается на блоки по N символов $\vec{d}_N = (d_0, d_1, \dots, d_{N-1})$ в каждом, где канальный символ d_k передается на интервале $[kT, (k+1)T]$, $k = 0, 1, 2 \dots N-1$, T – длительность символа. Над этими символами осуществляется обратное дискретное преобразование Фурье (ОДПФ). В результате получается набор из N комплексных значений:

$$x_n = \sum_{k=0}^{N-1} d_k \exp(j \frac{2\pi nk}{N}), \quad n = 0, 1, \dots, N-1. \quad (1)$$

Эти значения следуют со скоростью $1/T$, и их модули $|x_n|$ прямо пропорциональны отсчетам комплексной огибающей сигналов с OFDM (без ограничения его амплитуды) на интервале передачи текущих символов $\vec{d}_N = (d_0, d_1, \dots, d_{N-1})$. На рис. 1 показаны блоки формирования действительных $\text{Re}(x_n)$ и мнимых $\text{Im}(x_n)$ частей комплекс-

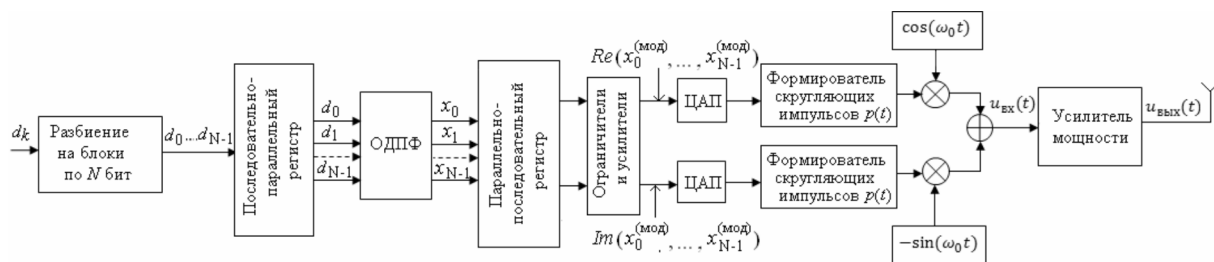


Рис. 1. Структурная схема модулятора амплитудно-ограниченных сигналов с OFDM и усилителя мощности ВЧ сигналов

ных значений (1), которые получаются на выходах параллельно-последовательного регистра.

С целью снижения пик-фактора формируемой последовательности сигналов введем в структурную схему (рис. 1) блоки ограничения амплитуды квадратурных составляющих сигналов (ограничители), а также блоки их усиления (усилители). При этом ограничение и соответствующее усиление цифровых значений будем производить по следующему правилу, приводящему к модифицированным значениям $x_n^{(мод)}$:

$$x_n^{(мод)} = M \begin{cases} L \frac{x_n}{|x_n|}, & |x_n| > L \\ x_n, & |x_n| \leq L \end{cases}, \quad (2)$$

где L – уровень ограничения ($L < N$); M – коэффициент усиления ($M > 1$). Отметим, что ограничение x_n может быть только в случае, когда $L < N$, т. к. максимальное значение $|x_n|$ равно N , которое достигается, когда все d_k в блоке имеют одинаковые значения, например, равные единице.

С выходов усилителей значения квадратурных составляющих сигналов с OFDM с ограничением амплитуды поступают на цифроаналоговые преобразователи (ЦАП), на выходах которых прямоугольные импульсы длительностями T и амплитудами $A = \text{Re}(x_n)Q$ и $\text{Im}(x_n)Q$ заменяются на импульсы вида приподнятого косинуса длительностями $2T$: $p(t) = A \sin^2(\frac{\pi t}{2T})$, где Q – коэффициент преобразования безразмерных величин $\text{Re}(x_n)$ и $\text{Im}(x_n)$ в уровни напряжения в ЦАП. После переноса спектра формируемого сигнала в область высокой частоты f_0 происходит усиление колебаний с помощью оконечного усилителя мощности.

При выборе параметров L и M в (2) необходимо использовать CMX оконечного усилителя мощности, которую можно считать практически линейной для амплитуды входного напряжения

меньших $U_{вхгр}$, соответствующей граничному режиму работы усилителя (рис. 2).

Так как максимальное значение $|x_n^{(мод)}|$ равно ML , для того чтобы амплитуда входного напряжения усилителя мощности не превосходила $U_{вхmax}$ необходимо, чтобы значение произведения QML было меньше $U_{вхгр}$. Тогда оконечный усилитель мощности практически не будет вносить искажений в форму усиливаемого сигнала. Для полного использования CMX в недонапряженном режиме имеем $U_{вхгр} = QML$. Поскольку для усиления сигналов без ограничения амплитуды необходимо, чтобы $U_{вхгр}$ не превышало QN (т. к. максимальное $|x_n|$ равно N), а при полном использовании CMX в недонапряженном режиме было равно QN , то получаем, что при использовании того же самого усилителя мощности ML должно быть равно N .

Рассмотрим процедуру ограничения и усиления значений квадратурных составляющих сигналов с OFDM, имеющих $N = 16$ поднесущих частот, на каждой из которых передаются сигналы с фазовой манипуляцией на угол 180° (значения символов d_k равны 1 и -1). На рис. 3 для $N = 16$ изобра-

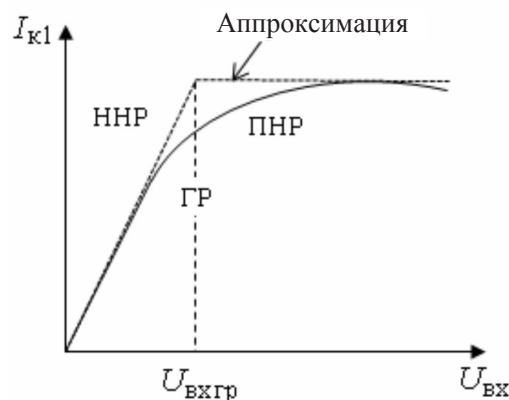


Рис. 2. Статическая модуляционная характеристика усилителя мощности в классе B и ее аппроксимация ННР – недонапряженный режим; ГР – граничный режим; ПНР – перенапряженный режим

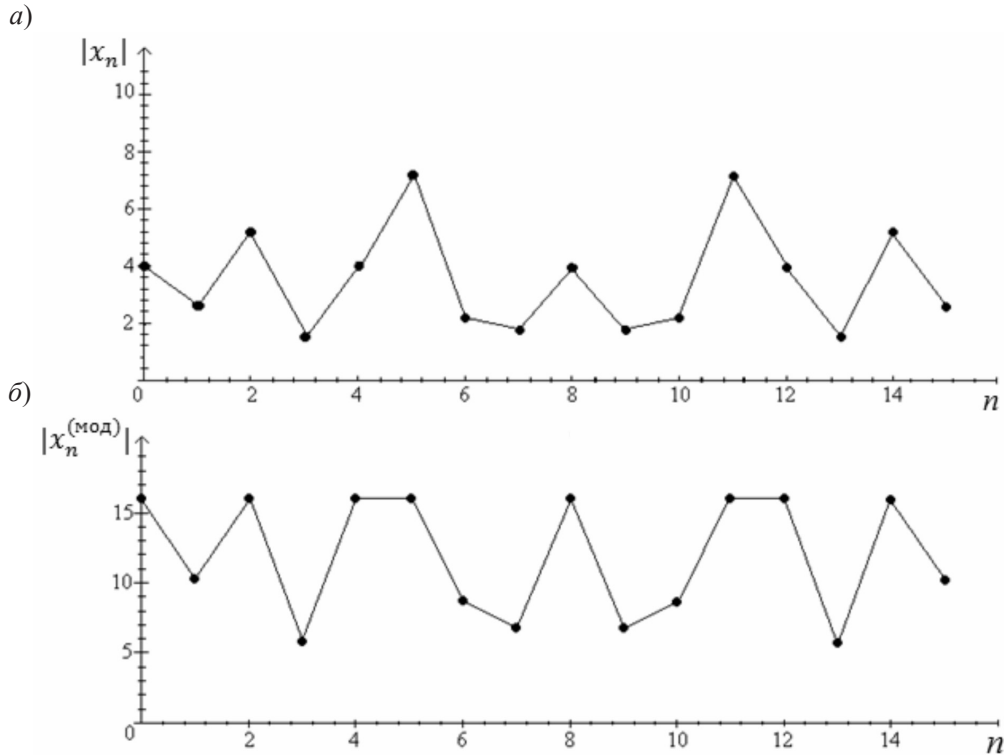


Рис. 3. Графики зависимости значений: а – $|x_n|$; б – $|x_n^{(mod)}|$

жены графики зависимости значений $|x_n|$ и $|x_n^{(mod)}|$ для уровня ограничения $L = 4$ и коэффициента $M = 4$ от номера отсчетных значений для блока символов $\vec{d} = (1, -111-1-11-111111-1-11)$.

Значения сигнала с OFDM в моменты времени nT на выходе оконечного усилителя мощности равны

$$u_{\text{вых}}(nT + T) = A_0 \operatorname{Re}(x_n^{(\text{mod})} e^{j\omega_0 nT}), \quad (3)$$

где $A_0 = SR_3 Q$, S – крутизна статической модуляционной характеристики в недонапряженном режиме, R_3 – сопротивление нагрузки активного элемента усилителя мощности на резонансной частоте, равной частоте ω_0 . Смещение на T в левой части (3) связано с наличием скругляющей функции $p(t)$.

Прием сигналов с OFDM. При приеме сигналов с OFDM, имеющих амплитудное ограничение квадратурных составляющих, целесообразно рассмотреть три метода: поэлементный метод; метод, основанный на классическом алгоритме приема «в целом»; упрощенный метод приема «в целом». Эти методы приема реализуются в демодуляторе (ДМ) сигналов.

На вход устройства приема (рис. 4) поступает аддитивная смесь полезного сигнала с OFDM и нормального шума $n(t)$ со спектральной плотностью средней мощности $N_0/2$:

$$x(t) = \mu u_{\text{вых}}(t - t_3) + n(t),$$

где μ – коэффициент передачи сигнала по каналу; t_3 – разность моментов прихода и излучения

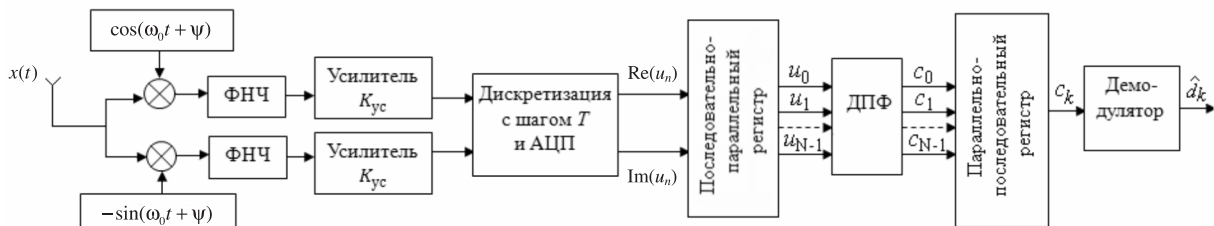


Рис. 4. Структурная схема устройства приема сигналов с OFDM



сигнала; $\psi = -\omega_0 t_3$ – набег фазы сигнала в канале передачи. Будем считать, что μ , t_3 и ψ известны точно.

После переноса сигнала на нулевую частоту, усиления в K_{yc} раз (для получения уровня отсеченных значений пригодных для аналого-цифрового преобразования в АЦП), дискретизации квадратурных составляющих с шагом T и их представления в цифровой форме, получим вещественные и мнимые части выборочных значений:

$$u_n = \frac{\mu A_0 K_{yc}}{2} x_n^{(мод)} + K_{yc} n_n, n = 0..N-1, \quad (4)$$

где $n_n = n_c(nT) + jn_s(nT)$, $n_c(t)$ и $n_s(t)$ – реализации шума на выходах ФНЧ в квадратурных каналах устройства приема (см. рис. 4).

После преобразования (4) с помощью последовательно-параллельного регистра, осуществляется дискретное преобразование Фурье (ДПФ):

$$c_k = \frac{\mu A_0 K_{yc}}{2} d_k^{(мод)} + K_{yc} N_k, k = 0..N-1, \quad (5)$$

где информационная составляющая

$$d_k^{(мод)} = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} x_n^{(мод)} \exp(-j \frac{2\pi nk}{N}), \quad k = 0..N-1, \quad (6)$$

а шумовая составляющая

$$N_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} n_n \exp(-j \frac{2\pi nk}{N}), k = 0..N-1.$$

При приеме сигналов с OFDM в отсутствии ограничения амплитуды получаем, что $d_k^{(мод)} = d_k$, $k = 0..N-1$. В табл. 1 приведены всевозможные значения $d_k^{(мод)}$, полученных по (6), где $x_n^{(мод)}$ получены по (2), x_n – по (1) для всевозможных последовательностей $\vec{d}_N = (d_0, d_1, \dots, d_{N-1})$ при $N = 4$, $L = 2$, $M = 2$.

Как видно из таблицы, ограничение амплитуды квадратурных составляющих сигналов с OFDM в случае $N = 4$ не меняет знака канальных символов.

Поэлементный метод приема. Алгоритм поэлементного приема [5] имеет следующий вид.

Если в (5) $c_k > 0$, то принимается решение в пользу символа $d_k = 1$, если $c_k \leq 0$, то принимается решение в пользу символа $d_k = -1$. Ошибка в определении знака c_k приведет к получению ошибочного решения.

Метод, основанный на классическом алгоритме приема «в целом». Пусть в случае $N = 4$ был передан блок $\vec{d}_N = (1, 1, 1, 1)$ и было выполнено ограничение амплитуды квадратурных составляющих сигналов с OFDM при $L = 2$, $M = 2$. Принятыми оказались значения $c_k = (1, -0,5, 1, 1)$.

Таблица 1

Значения $d_k^{(мод)}$

d_0	d_1	d_2	d_3	$d_0^{(мод)}$	$d_1^{(мод)}$	$d_2^{(мод)}$	$d_3^{(мод)}$
1	1	1	1	1,00	1,00	1,00	1,00
-1	1	1	1	-2,00	2,00	2,00	2,00
1	-1	1	1	2,00	-2,00	2,00	2,00
-1	-1	1	1	-1,42	-1,42	1,42	1,42
1	1	-1	1	2,00	2,00	-2,00	2,00
-1	1	-1	1	-1,00	1,00	-1,00	1,00
1	-1	-1	1	1,42	-1,42	-1,42	1,42
-1	-1	-1	1	-2,00	-2,00	-2,00	2,00
1	1	1	-1	2,00	2,00	2,00	-2,00
-1	1	1	-1	-1,42	1,42	1,42	-1,42
1	-1	1	-1	1,00	-1,00	1,00	-1,00
-1	-1	1	-1	-2,00	-2,00	2,00	-2,00
1	1	-1	-1	1,42	1,42	-1,42	-1,42
-1	1	-1	-1	-2,00	2,00	-2,00	-2,00
1	-1	-1	-1	2,00	-2,00	-2,00	-2,00
-1	-1	-1	-1	-1,00	-1,00	-1,00	-1,00

Необходимо определить, какому переданному блоку символов $\vec{d}_N = (1, 1, 1, 1)$ или $\vec{d}_N = (1, -1, 1, 1)$ соответствуют принятые значения c_k .

Классический алгоритм приема «в целом» [6] имеет следующий вид.

1. Производятся вычисления 2^N значений

$$\xi_i = \sum_{k=0}^{N-1} (c_k - \frac{\mu A_0 K_{yc}}{2} d_{ki}^{(mod)})^2,$$

где $d_{ki}^{(mod)}$ получены в приемнике с помощью (1), (2) и (6) в предположении передачи i -го блока $\vec{d}_{Ni} = (d_{0i}, d_{1i}, \dots, d_{N-i})$ при уровне ограничения L и коэффициента усиления M , которые использовались в модуляторе радиопередатчика (см. рис. 1). Для каждого входного блока из c_k , $k = 0..N-1$ чтобы избежать повторных вычислений $d_{ki}^{(mod)}$ необходимо помнить $N2^N$ значений $d_{ki}^{(mod)}$, что существенно ограничивает реализационные возможности этого метода при больших значениях N .

2. Находится минимальное значение ξ_i , $i = 1..2^N$ и принимается решение в пользу той комбинации символов $\vec{d}_{Ni} = (d_{0i}, d_{1i}, \dots, d_{N-i})$, которая обеспечивает минимальное значение величины ξ_i .

Метод, основанный на классическом алгоритме приема «в целом», для своей реализации потребует в общей сложности $5 \cdot 2^N$ операций сложения, вычитания, умножения и сравнения на прием одного бита. При использовании сигналов с OFDM с ограничением амплитуды процессор демодулятора сигналов сможет обрабатывать символы со скоростью передачи информации для $N = 4$, равной 2,5 Мбит/с, для $N = 8 - 160$ Кбит/с, для $N = 16 - 610$ бит/с, учитывая, что одна элементарная арифметическая операция в процессоре выполняется за 5 нс.

С целью увеличения быстродействия ценой возможного уменьшения достоверности приема сообщений, целесообразно использовать упрощенный метод приема «в целом», позволяющий уменьшить количество сравниваемых комбинаций.

Упрощенный метод приема «в целом». При использовании этого метода реализуется следующая последовательность действий.

1. При использовании поэлементного метода приема находится комбинация символов $\vec{d}_{N0} = (d_{00}, d_{10}, \dots, d_{N-10})$, называемая *поэлементной комбинацией*.

2. Находятся комбинации символов

$\vec{d}_{Ni} = (d_{0i}, d_{1i}, \dots, d_{N-i})$, $i = 1, 2, \dots$, которые отличаются от поэлементной не более чем в s разрядах. Для $s = 1$ число таких комбинаций равно N , для $s = 2 - N(N+1)/2$.

3. Определяются значения

$$\xi_i = \sum_{k=0}^{N-1} (c_k - \frac{\mu A_0 K_{yc}}{2} d_{ki}^{(mod)})^2,$$

где $d_{ki}^{(mod)}$ – получены в приемнике с помощью (1), (2) и (6) в предположении передачи i -й, найденной на шаге 2, комбинации $\vec{d}_{Ni} = (d_{0i}, d_{1i}, \dots, d_{N-i})$, $i = 1, 2, \dots$ и поэлементной $\vec{d}_{N0} = (d_{00}, d_{10}, \dots, d_{N-10})$ при значениях L и M , которые использовались в передатчике.

4. Находится минимальное значение ξ_i , $i = 1..2^N$ и принимается решение в пользу той комбинации символов $\vec{d}_{Ni} = (d_{0i}, d_{1i}, \dots, d_{N-i})$, $i = 0, 1, \dots$, которая обеспечивает минимальное значение величины ξ_i .

Этот метод обеспечивает более высокое быстродействие работы демодулятора сигналов. Так, при $s = 2$ для своей реализации алгоритм потребует в $2,5N(N+1)$ операций сложения, вычитания, умножения и сравнения на прием одного бита. Максимальная скорость обработки символов для $N = 4$ равна 4 Мбит/с, для $N = 8 - 1$ Мбит/с, для $N = 16 - 300$ Кбит/с, при выполнении процессором одной элементарной операции за 5 нс. Отметим, что при этом остается необходимость содержания в памяти $N2^N$ чисел.

Помехоустойчивость приема сигналов.

Оценку помехоустойчивости приема сигналов с OFDM с ограничением амплитуды проведем с использованием имитационной модели тракта передачи – приема сигналов. При оценке помехоустойчивости приема с использованием рассмотренных выше методов демодуляции сигналов будем считать, что оконечный усилитель мощности радиопередатчика имеет статическую амплитудную модуляционную характеристику, представленную на рис. 2. Передача сигналов с OFDM будет осуществляться с максимальным использованием этой характеристики в недонапряженном режиме. Поэтому введем в качестве параметра, от которого будет зависеть вероятность ошибочного приема, пиковое отношение сигнал/шум:

$$h = \mu \sqrt{P_{max} T / N_0},$$

где $P_{max} = \frac{A_0^2 N^2}{2}$ – пиковая мощность выходного сигнала передатчика.

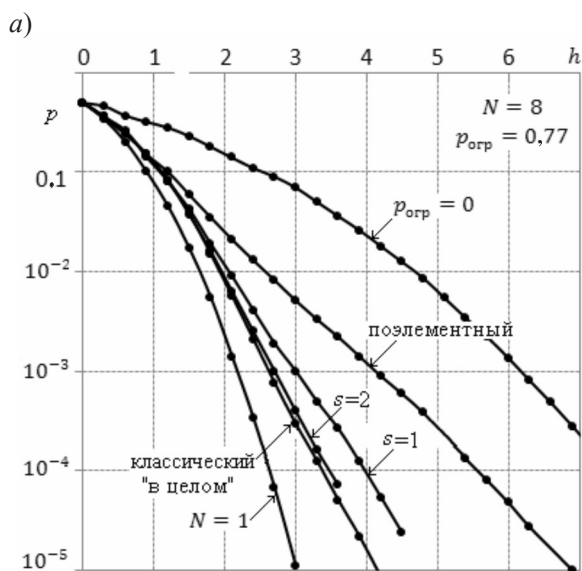
Таблица 2

Значения уровней ограничения

$N = 8$		$N = 16$	
L	$p_{\text{огр}}$	L	$p_{\text{огр}}$
8 и более	0	16 и более	0
5,99	0,018	8,36	0,01
5,22	0,037	6,03	0,1
4,82	0,07	4,48	0,3
4,47	0,10	3,99	0,41
3,99	0,18	3,46	0,50
3,69	0,24	2,82	0,62
3,46	0,30	2,65	0,65
2,82	0,43	2,16	0,70
1,99	0,77	1,99	0,83
1,53	0,84	1,36	0,90

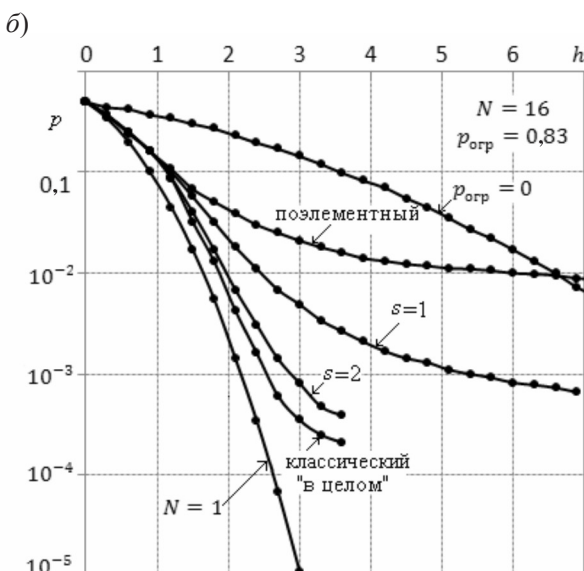
При вычислении вероятности ошибочного приема методом имитационного моделирования целесообразно ввести понятие вероятности ограничения амплитуды $p_{\text{огр}}$ сигналов как отношение количества значений $|x_n|$, превышающих порог L , к общему количеству $|x_n|$ для случайной (в пределах бесконечно длинной) последовательности символов. В табл. 2 приведены значения уровней ограничения, обеспечивающих заданную вероятность ограничения амплитуды сигналов.

На рис. 5 изображены графики зависимости вероятности ошибок от $h = \mu\sqrt{P_{\text{max}}T/N_0}$ [раз]



для $N = 8$ и вероятности ограничения амплитуды OFDM сигнала $p_{\text{огр}} = 0,77$ (а), $N = 16$ и $p_{\text{огр}} = 0,83$ (б) при приеме сигналов по поэлементному методу, классическому методу приема «в целом», и упрощенному методу приема «в целом» для $s = 1$ и $s = 2$. При отсутствии ограничения $p_{\text{огр}} = 0$ все рассмотренные методы приема обеспечивают одинаковую помехоустойчивость.

С одной стороны из анализа зависимостей на рис. 5 а следует, что при использовании поэлементного метода приема, для восьми поднесущих частот ($N = 8$) и вероятности ограничения амплитуды $p_{\text{огр}} = 0,77$ обеспечивается энергетический выигрыш перед приемом в отсутствие ограничения $p_{\text{огр}} = 0$, равный 3,5 дБ для вероятности ошибочного приема 10^{-3} . Это не удивительно, поскольку при введении ограничения амплитуды сигналов и ее усиления увеличивается средняя мощность передаваемой последовательности сигналов, и этот фактор является преобладающим при $N = 8$. С другой стороны, при использовании поэлементного метода приема (рис. 5 б) для числа поднесущих $N = 16$ и $p_{\text{огр}} = 0,83$ помехоустойчивость приема оказывается ниже, чем при отсутствии ограничения, начиная с вероятности ошибочного приема $p \approx 10^{-2}$. Это связано с тем, что ухудшение корреляционных свойств из-за ограничения амплитуды сигналов при высоких отношениях сигнал/шум (больших 6 раз) преобладает над увеличением средней мощности передаваемых сигналов. Вероятность $p = 10^{-3}$ при


 Рис. 5. Зависимости вероятности ошибок от $h = \mu\sqrt{P_{\text{max}}T/N_0}$ [раз]

$p_{\text{огр}} = 0,83$ оказывается для поэлементного метода недостижимой.

Максимальную помехоустойчивость обеспечивает метод, основанный на классическом алгоритме приема «в целом» (см. рис. 5). Для $N = 8$ и вероятности ограничения амплитуды $p_{\text{огр}} = 0,77$ энергетический выигрыш по отношению к использованию поэлементного метода приема составляет 4 дБ для $p = 10^{-3}$.

Высокую достоверность приема обеспечивает упрощенный метод приема «в целом». Так, для $s = 2$ и $s = 1$ при $N = 8$, $p_{\text{огр}} = 0,77$ применение этого метода обеспечивают энергетические выигрыши перед случаем $p_{\text{огр}} = 0$, равные 7,2 и 6,3 дБ, соответственно, для $p = 10^{-3}$. Для $N = 16$ при $s = 2$ и $s = 1$ и для $p_{\text{огр}} = 0,83$ энергетические выигрыши перед случаем $p_{\text{огр}} = 0$ равны 10 и 4 дБ, соответственно, для вероятности ошибочного приема $p = 10^{-3}$.

На рис. 6 приведены графики зависимости энергетических выигрышей рассмотренных выше методов приема перед случаем $p_{\text{огр}} = 0$ от вероятности ограничения амплитуды OFDM сигнала $p_{\text{огр}}$ для $N = 8$ (а), $N = 16$ (б), вероятности ошибочного приема $p = 10^{-3}$.

Как видно из рисунка, для каждого метода приема сигналов с OFDM при наличии ограничения амплитуды существует оптимальное значение уровня ограничения, обеспечивающего максимальную величину энергетического выигрыша. Для поэлементного метода приема максимально достижимый энергетический выигрыш перед

случаем отсутствия ограничения достигает около 4 дБ для $N = 8$ и около 7 дБ для $N = 16$ и наблюдаются для вероятности ограничения $p_{\text{огр}} = 0,3$. Метод, основанный на классическом алгоритме приема «в целом», позволяет повысить максимально достижимый выигрыш до 7,5 дБ для $N = 8$ и 11 дБ для $N = 16$ при $p_{\text{огр}} = 0,6...0,8$. Упрощенный метод приема «в целом» при $s = 1$ обеспечивает промежуточные значения выигрыша между поэлементным методом приема и классическим методом приема «в целом». При $s = 2$ упрощенный метод приема «в целом» практически не проигрывает классическому алгоритму приема «в целом» для $N = 8$ и $N = 16$.

При передаче сигналов с OFDM при использовании оконечного усилителя мощности радиопередатчика, работающего в недонапряженном режиме и в классе В, при максимальном использовании статической модуляционной характеристики усилителя в этом режиме, введение ограничения квадратурных составляющих сигналов позволяет в ряде случаев повысить помехоустойчивость поэлементного метода приема по сравнению со случаем отсутствия ограничения.

Найдены оптимальные значения уровней ограничения, обеспечивающие максимальную величину энергетического выигрыша для разных методов приема. Для поэлементного метода приема максимально достижимый энергетический выигрыш перед случаем отсутствия ограничения достигает около 4 дБ для $N = 8$ и около 7 дБ

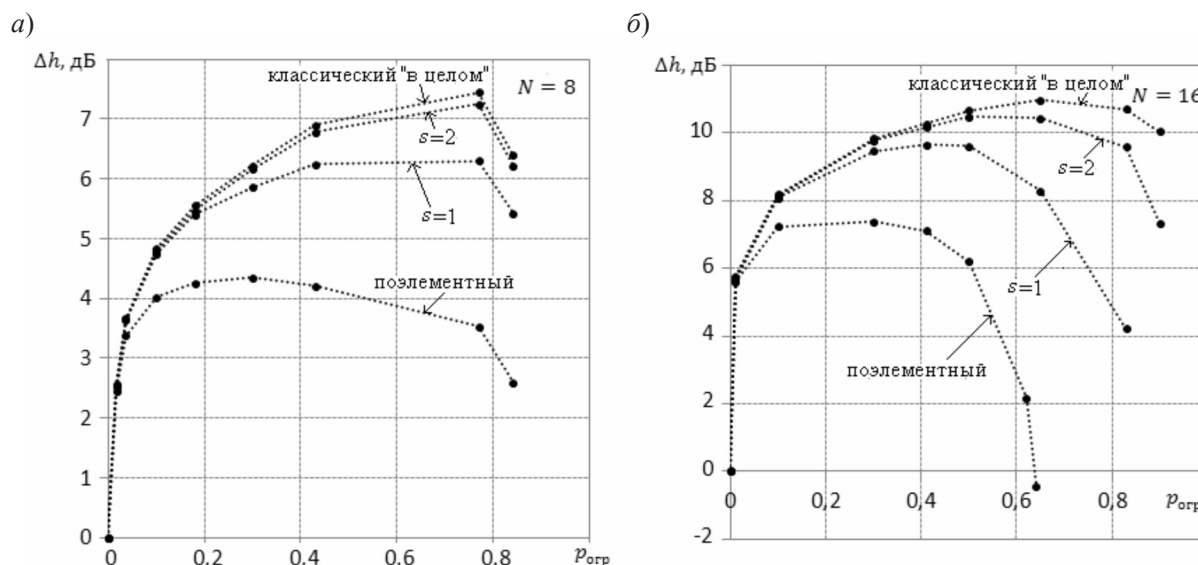


Рис. 6. Графики зависимости энергетических выигрышей различных методов приема



для $N = 16$ и наблюдаются для вероятности ограничения $p_{\text{огр}} = 0,3$. Увеличение максимально достижимого выигрыша, по-видимому, будет расти с увеличением числа поднесущих частот в сигналах с OFDM с ограничением амплитуды колебания.

Предложен упрощенный метод приема «в целом» сигналов с OFDM с ограничением амплитуды колебания. Показано, что переход к этому методу приема позволяет получить близкие к классическому методу приема «в целом» пока-

затели помехоустойчивости приема. При этом обеспечивается более высокое быстродействие работы демодулятора сигналов, позволяющее обрабатывать сигналы с OFDM для $N = 16$, переданные с информационными скоростями в 500 раз большими, чем при использовании классического метода приема «в целом».

Работа выполнена при финансовой поддержке ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2007–2013 гг.», госконтракт № 07.514.12.4008.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Макаров, С.Б. Применение блочного кодирования для снижения пик-фактора сигналов с OFDM [Текст] / С.Б. Макаров, А.В. Рашич // Труды СПбГПУ. –2008. –№ 507. –С. 170–178.

2. Шахгильдян, В.В. Радиопередающие устройства [Текст] / В.В. Шахгильдян. –М.: Радио и связь, 2003.

3. Xiaodong, Li. Effects of Clipping and Filtering on the Performance of OFDM [Text] / Li Xiaodong, Leonard J. Cimini, Jr. // IEEE Communications letters. –1998. –Vol. 2. –№ 5.

4. Kusha, Raj Panta. Use of Peak-to-Average Power Reduction Technique in HIPERLAN2 and its Performance

in a Fading Channel [Text] / Raj Panta Kusha, Jean Armstrong. –Department of Electrical Engineering, La Trobe University, Bundoora, VIC 3086, Australia. –P. 1–5.

5. Wolfgang, Rave. Iterative correction and decoding of OFDM signals affected by clipping [Text] / Rave Wolfgang, Peter Zillmann, Gerhard Fettweis // In Proc. MC-SS 2005. –P. 443–452.

6. Макаров, С.Б. Прием «в целом» случайных последовательностей частотно-манипулированных сигналов с межсимвольной интерференцией [Текст] / С.Б. Макаров, А.М. Марков // Радиотехника. –2011. –№ 3. –С. 46–51.

УДК 621.394.6;654.1

А.С. Крутолапов, Н.С. Хлобыстин, Д.А. Сычев

ПРОЦЕССЫ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В СЕТЯХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ПОЛЕВЫХ ШИН

В последнее время складывается тенденция к применению информационных технологий при автоматизации различных информационно-управленческих процессов. Такие технологии реализуются на основе полевых шин для управления системами пожарной и охранной сигнализации, управления подачей электроэнергии и системой водоснабжения. Цель настоящего исследования – оптимизация ресурсов пожарно-охранных и производственных сетей на основе полевых шин с использованием разработанной модели.

Для построения математической модели процесса информационного обмена рассмотрим потоки случайных событий (запросов) для сети передачи данных (СПД). Узлы сети дискретны и

получают доступ к ресурсу не одновременно, т. е. поток запросов ординарен. В сети он идет постоянно – обладает свойством стационарности. Поскольку неизвестно, какие алгоритмы запрограммированы в узлах, то отсутствует последствие. Следовательно, поток запросов – пуассоновский.

Представим модель СПД с коммутацией сообщений, имеющей M каналов и N узлов [6]. В этой модели предполагается, что M каналов являются бесшумными и абсолютно надежными, а пропускная способность i -го канала равна C_i бит/с. Все N узлов, соответствующих центрам коммутации сообщений (пакетов), предполагаются абсолютно надежными и выполняющими операции по коммутации сообщений. Допустим,

что время обработки в узлах равно K и является постоянным и пренебрежимо малым.

В модели существуют очереди к каналам и задержки при передаче. Трафик, поступающий в сеть из внешних источников, образует пуассоновский процесс со средним значением γ_{jk} сообщений в секунду для тех сообщений, которые возникают в узле j и предназначаются для узла k . Полный внешний трафик, поступающий в систему (и покидающий ее), определяется как

$$\gamma = \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \gamma_{jk}.$$

Для определения внешнего трафика γ целесообразно использовать анализатор протокола, являющийся основой программно-аппаратного комплекса оптимизации ресурсов сети (статистические данные). Для размещения сообщений в узлах сети имеется память неограниченной емкости. В СПД применяется фиксированная процедура маршрутизации. Это означает, что для данной пары источник–адресат на сети имеется только один путь.

Поскольку каждый канал в сети рассматривается как отдельный обслуживающий прибор, обозначим через λ_i среднее число сообщений в секунду, проходящих по i -му каналу. Как и для внешнего трафика, определим полный трафик в каналах сети:

$$\lambda = \sum_{i=1}^M \lambda_i.$$

Пусть стоимость построения i -го канала с пропускной способностью C_i задается произвольной функцией $d_i(C_i)$, зависящей от номера и пропускной способности канала. Тогда D – стоимость всей сети, которая, состоит из стоимости построения каналов:

$$D = \sum_{i=1}^M d_i(C_i). \quad (1)$$

Примем среднюю задержку сообщения T за главную характеристику сети. Определим среднюю величину Z_{jk} как задержку сообщения, которое возникло в j и имеет место назначения k . Эти две средние величины связаны равенством:

$$T = \sum_{j=1}^N \sum_{k=1}^N \frac{\gamma_{jk}}{\gamma} Z_{jk}, \quad (2)$$

т. к. доля $\frac{\gamma_{jk}}{\gamma}$ полного входящего трафика сообщений имеет в среднем задержку, равную Z_{jk} .

Это равенство представляет разложение сети по парам источник–адресат [2–4]. Получена открытая многопотоковая сеть массового обслуживания.

Рассматривая фиксированную процедуру выбора маршрутов, обозначим через π_{jk} путь, по которому идут сообщения, возникающие в узле j и идущие в узел k . В путь π_{jk} включен i -й канал (с пропускной способностью C_i), если сообщения, идущие по этому пути, проходят указанный канал ($C_i \in \pi_{jk}$). Отсюда средняя интенсивность потока сообщений λ_i – в i -м канале должна равняться сумме средних интенсивностей потоков сообщений по путям, которые проходят через этот канал:

$$\lambda_i = \sum_j \sum_k \gamma_{jk}, \quad j, k: C_i \in \pi_{jk}.$$

Определим T_i как время, затраченное на ожидание при передаче по i -му каналу. Это среднее время, проведенное сообщением в системе, где под системой понимается i -й канал (обслуживающий пользователя) и очередь сообщений, стоящая перед этим каналом.

Среднее число сообщений, ожидающих или использующих канал, равно

$$\bar{N}_i = \lambda_i T_i.$$

Среднее число сообщений в сети равно

$$\bar{N} = \gamma T = \sum_{i=1}^M \bar{N}_i.$$

Отсюда:

$$T = \sum_{i=1}^M \frac{\lambda_i}{\gamma} T_i. \quad (3)$$

Рассматриваемая задача анализа T свелась просто к вычислению T_i .

Погруженный канал можно рассматривать как такой же канал, действующий независимо от сети, но с пуассоновским потоком на входе, интенсивность которого равна интенсивности, задаваемой сетью. Теперь i -й канал можно представить в виде системы $M/M/1$ с пуассоновским потоком интенсивности λ_i на входе и показательным временем обслуживания со средним $1/\mu$ с. Решение для T_i получается из равенства

$$T_i = \frac{1}{\mu_i - \lambda_i}$$

и, согласно (3),

$$T = \frac{1}{\gamma} \sum_{i=1}^M \frac{\lambda_i}{\mu_i - \lambda_i}.$$



При получении основного результата сделаны предположения, что время обработки в узле и время распространения равны нулю.

Используя этот анализ задержки, можно сделать количественные выводы в отношении средней задержки сообщения в СПД. При увеличении нагрузки на сеть никакое слагаемое в выражении для задержки не будет доминирующим до тех пор, пока поток в одном из каналов не достигнет пропускной способности этого канала, соответствующего «узкому» месту сети.

Задачи, связанные с СПД, состоят не только в ее анализе, но и в эффективном и оптимальном проектировании. При любом проектировании практической сети приходится решать большое число задач. К их числу относятся выбор пропускных способностей каналов, принятие процедуры выбора маршрутов, выбор процедуры управления потоками; топологическое проектирование сети, выбор емкости памяти в каждом узле [1]. Рассмотрим три основных, используемых при проектировании алгоритма выбора [5]:

пропускных способностей каналов $\{C_i\}$;
потоков в каналах $\{\lambda_i\}$;
топологии.

Входящие в них параметры можно варьировать с целью улучшения характеристик сети.

Определим одномерный критерий качества системы (среднюю задержку сообщения T) и минимизируем его (и тем самым оптимизируем работу сети). Так как для задач оптимизации требуется включать некоторые стоимостные ограничения, то введем ограничение на стоимость (2). Таким образом, имеются характеристики сети T , стоимостное ограничение D и три варьируемых при проектировании параметра: $\{C_i\}$, $\{\lambda_i\}$ и топология сети.

При фиксированной процедуре выбора маршрутов доля трафика r_{ij} , который выходит из узла i по каналу, соединяющему узлы i и j , равна либо нулю, либо единице в зависимости от места возникновения и места назначения этого трафика

сообщений. При этом подразумевается, что оптимальный выбор трафика в канале $\{\lambda_i\}$ включает отыскание для каждой линии таких теоретических средних интенсивностей потоков сообщений, которые дают минимальную среднюю задержку сообщения.

Определим теперь задачу оптимизации, включающую в качестве исходных данных множество переменных, варьируемых при проектировании сети. Считается, что заданы положения узлов, требования к внешнему трафику γ_{jk} , стоимости каналов $d_i(C_i)$, постоянная D , а также предполагается, что используемые потоки $\{\lambda_i\}$ являются реализуемыми (т. е. они согласуются с пропускными способностями и ограничениями на внешний трафик, а также удовлетворяют закону сохранения).

Решение включает четыре этапа [5].

Этап I. Выбор пропускных способностей. Дано: потоки $\{\lambda_i\}$ и топология сети. Минимизировать T . Варьируются $\{C_i\}$. Ограничение (1).

Этап II. Распределение потоков. Дано: $\{C_i\}$ и топология сети. Минимизировать T . Варьируются $\{\lambda_i\}$.

Этап III. Выбор пропускных способностей и распределение потоков. Дано: топология сети. Минимизировать T . Варьируются $\{C_i\}$ и $\{\lambda_i\}$. Ограничение (1).

Этап IV. Выбор топологии, пропускных способностей и распределения потоков. Минимизировать T . Варьируются топологические варианты, $\{C_i\}$ и $\{\lambda_i\}$. Ограничение (1).

В статье сформулирована задача оптимизации проектирования сети на основе полевых шин. При этом варьируются положения узлов, требования к трафику, стоимость каналов, а также предполагается, что используемые потоки являются реализуемыми. Решение задачи позволяет оптимально распределить ресурсы проектируемой сети. Решение оптимизационной задачи в значительной степени зависит от вида стоимостной функций $d_i(C_i)$.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Норенков, И.П.** Основы автоматизированного проектирования: Учебник для вузов [Текст] / И.П. Норенков. –2-е изд., перераб. и доп. –М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2002. –336 с.
2. **Советов, Б.Я.** Моделирование систем: Учебник для вузов [Текст] / Б.Я. Советов, С.А. Яковлев. –2-е изд., перераб. и доп. –М.: Высш. школа, 1998. –319 с.

3. **Тарарыкин, С.В.** Методы и средства параметрической оптимизации и настройки микропроцессорных систем управления [Текст] / С.В. Тарарыкин, А.В. Пучков, В.В. Тютиков // Вести ИГЭУ. –2001. –Вып. 1. –С. 51–56.
4. **Юдицкий, С.А.** Основы предпроектного анализа организационных систем: Учеб. пособие [Текст]

/ С.А. Юдицкий, П.Н. Владиславлев. –М.: Финансы и статистика, 2005. –144 с.

5. **Мушник, Э.** Методы принятия технических решений [Текст] / Э. Мушник, П. Мюллер; Пер. с нем.

–М.: Мир, 1990. –208 с.

6. **Якубайтис, Э.А.** Информационные сети и системы: Справочная книга [Текст] / Э.А. Якубайтис. –М.: Финансы и статистика, 1996. –368 с.

УДК 621.372

А.С. Черепанов, К.В. Гузенко, И.А. Крутов

ЩЕЛЕВАЯ ИНТЕГРАЛЬНАЯ ФАЗИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА

Антенны миллиметровых волн (ММВ) привлекают внимание из-за своей широкополосности и малых размеров при сохранении узкой диаграммы направленности. В этом ММВ похожи на оптические волны, но, в отличие от последних, менее подвержены воздействию тумана, пыли, дождя и т. п. В [1, 2] предложен новый класс антенн – интегральные фазированные антенные решетки (ИФАР) с ферритовым управлением. В этих антенных решетках излучающими элементами являются полуволновые диполи, нанесенные на поверхность структуры феррит-диэлектрик-феррит (открытый феррит-диэлектрический волновод – ФДВ). В [3, 4] изложены методы расчета таких антенн.

В данной статье для преодоления некоторых недостатков дипольной интегральной фазированной антенной решетки предлагается новая возможная конструкция антенны (рис. 1), по сути являющаяся дуальным аналогом дипольной ИФАР. Эта модификация также представляет собой отрезок ФДВ, но теперь волновод металлизирован со всех сторон и, таким образом, становится закрытым. В результате конструкция антенны по-

лучается более жесткой, чем у дипольного варианта антенны. В верхнем металлическом экране прорезаны продольные излучающие щели, возбуждаемые распространяющейся по ФДВ волной. Принцип действия антенны не меняется: намагничивание феррита дает разные сдвиги фаз между излучениями отдельных щелей и вызывает поворот направления главного максимума, т. е. сканирование. Такую антенну будем называть *ИФАР со щелевыми излучателями* или *щелевой ИФАР*.

Для уменьшения связи с излучающими щелями предложено ввести тонкую диэлектрическую пленку над верхним слоем феррита. Пленка должна быть относительно тонкой, чтобы затухание волны в ней не было слишком большим. Для этого же диэлектрическая проницаемость тонкой пленки берется значительно меньшей, чем у центрального слоя диэлектрика. Для простоты используется полиэтиленовая пленка, диэлектрическая проницаемость которой не превышает 2,4.

Постановка задачи

Основная задача данных исследований – моделирование щелевой ИФАР и подбор конструктивных параметров, обеспечивающих наилучшие характеристики на базе непрерывной модели ее работы. Для этого следует вначале выяснить по отдельности влияние каждого конструктивного параметра на работу антенны, а затем использовать полученные результаты для поиска наиболее оптимальных их сочетаний. Предстоит понять в «нулевом приближении» возможно ли построение щелевой ИФАР с приемлемыми для практического применения параметрами, и если возможно, то дать рекомендации по методике подбора параметров. Рассмотрение задачи в «нулевом приближении» также означает, что не будут учитываться технологические особенности изготовления щелевых ИФАР (например, нали-

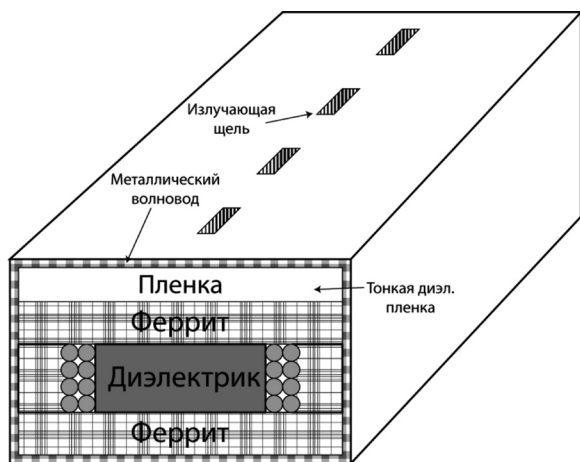


Рис. 1. Линейная щелевая ИФАР

чие слоев клея, которыми на настоящий момент склеиваются между собой отдельные слои и некоторые другие детали).

Непрерывная модель расчета антенны

Щелевая ИФАР является дуальным аналогом дипольной ИФАР, поэтому с точностью до замены переменных многие теоретические выводы последней подходят для использования. Одним из упрощений щелевой модели ИФАР является подход к ней как к эквивалентному непрерывному излучателю, каждый малый элемент которого уносит в пространство определенную малую порцию электромагнитной энергии. Отказываясь от дискретности набора излучающих элементов, мы можем получить простые аналитические выражения для коэффициента полезного действия (КПД), коэффициента использования площади (КИП), коэффициента усиления, диаграммы направленности (ДН) (в т. ч. ее параметров: положения и ширины луча ДН, уровня боковых лепестков). В свою очередь непрерывная модель содержит ряд параметров, которые могут быть найдены из решения частных самостоятельных задач. Высокая точность непрерывной модели обеспечивается при достаточно большом числе излучателей, поскольку в этом случае суммирование полей дискретных излучателей все больше приближается к интегрированию полей от бесконечно малых излучателей этой модели.

Рассмотрим такой непрерывно излучающий с поверхности отрезок волновода. Будем считать основную моду ФДВ, т. е. моду, обладающую наибольшим коэффициентом замедления, преобладающей в ФДВ. Обозначим мощность электромагнитной волны, проходящую через сечение x , через $P(x)$. Тогда на бесконечно малом отрезке от x до $x + dx$ часть мощности $dP_r = p(x)P(x)dx$ излучается (рис. 2) и некоторая часть ее поглощается в самом волноводе за счет затухания $dQ = 2\alpha_r P(x)dx$. Здесь использованы обозначения:

$p(x)$ – погонный коэффициент излучения, α – постоянная затухания основной моды, включающая в себя ее собственное затухание и затухание за счет возбуждения паразитных мод ФДВ. Закон сохранения энергии с учетом введенных обозначений записывается следующим образом:

$$dP = -(dP_r + dQ) \quad \text{или} \quad \frac{dP}{dx} = -(p(x) + 2\alpha_r)P(x).$$

Будем также считать, что в начале волновода мощность $P(0) = 1$. Если считать зависимость $p(x)$ заданной, то полученное линейное однородное дифференциальное уравнение с учетом граничного условия имеет следующее решение:

$$P(x) = \exp\left(-2\alpha_r x + \int_0^x p(\xi)d\xi\right), \quad (1)$$

а распределение амплитуды поля по раскрытию антенны равно

$$f(x) = \sqrt{p(x)P(x)}. \quad (2)$$

Пусть функция $p(x)$ постоянна, т. е. записывается в виде $p(x) = 2\alpha_s = \text{const}$. Физически это означает, что все дискретные излучатели антенны одинаковы. Введя обозначение $\alpha_s = \alpha + \alpha_r$, получаем:

$$P(x) = \exp(-2\alpha_s x), \quad (3)$$

$$f(x) = \sqrt{2\alpha_r} \exp(-\alpha_s x). \quad (4)$$

Видим, что в случае одинаковых излучателей получается экспоненциальное уменьшение амплитуды волны, перемещающейся по волноводу. Теперь учтем, что на самом деле антенна имеет длину L и что вся дошедшая до конца волновода мощность полностью поглощается в специальной нагрузке. Очевидно, что $P_L = P(L) = \exp(-2\alpha_s L)$ теряется в оконечной нагрузке, а общая излученная антенной в пространство мощность равна

$$\begin{aligned} P_r &= \int_0^L f^2(x)dx = \int_0^L 2\alpha_r \exp(-2\alpha_s x)dx = \\ &= \frac{\alpha_r}{\alpha_s} (1 - \exp(-2\alpha_s L)). \end{aligned}$$

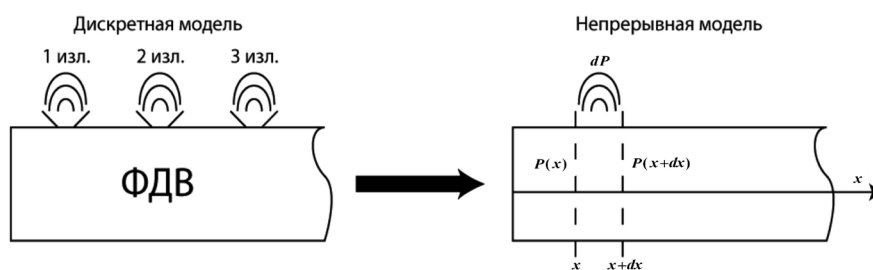


Рис. 2. Переход от дискретной модели к непрерывной



С учетом $P(0) = 1$ и определения КПД (η) получаем:

$$\eta = \frac{P_r}{P(0)} = \frac{\alpha_r}{\alpha_s} (1 - \exp(-2\alpha_s L)). \quad (5)$$

Через известное амплитудное распределение по формуле из [3] вычисляется КИП F_a :

$$F_a = \frac{\int_0^L f^2(x) dx}{L \int_0^L f^2(x) dx} = \frac{\int_0^L 2\alpha_r \exp(-2\alpha_s x) dx}{L \int_0^L 2\alpha_r \exp(-2\alpha_s x) dx}, \quad (6)$$

$$\text{или } F_a = \frac{2}{\alpha_s L} \frac{(1-b)}{1+b},$$

где величина $b = \exp(-\alpha_s L)$ – относительный спад амплитуды поля в конце волновода.

По известным КПД и КИП можно вычислить коэффициент усиления рассматриваемой излучающей структуры. Коэффициент усиления антенны G по определению есть $G = \eta D$, где D – коэффициент направленного действия (КНД) антенны, а КНД в свою очередь может быть для одномерной непрерывной излучающей структуры представлен в виде $D = \gamma \frac{2L}{\lambda} F_a$, где γ – безразмерный коэффициент, учитывающий направленность излучателя в поперечной к оси z плоскости. Для рассматриваемой в данной статье щелевой ИФАР везде полагаем $\gamma = 2$. Отсюда следует, что коэффициент усиления антенны равняется

$$G = \eta D = \frac{\alpha_r}{\alpha_s} (1-b^2) \gamma \frac{L}{\lambda} \left(-\frac{2}{\ln b} \frac{1-b}{1+b} \right)$$

или с учетом выражения для b

$$G = \frac{2\gamma\alpha_r}{(\alpha_r + \alpha_s)^2 \lambda} (1-b)^2. \quad (7)$$

Полученное амплитудное распределение используется для вывода аналитической формулы диаграммы направленности антенны в непрерывной модели. Диаграмма направленности антенны без учета направленности излучателей определяется как бесконечная сумма полей от бесконечно малых излучателей, имеющих друг относительно друга определенный набег фазы. Как видно из рис. 3, направление на точку наблюдения расположено под углом $\theta \approx \theta_1 \approx \theta_2$ к нормали антенны.

В данном случае диаграмма направленности определяется выражением

$$\Phi(u) = \int_0^L f(x) e^{jk \sin \theta x} dx = \int_0^L f(x) e^{ju \frac{x}{L}} dx,$$

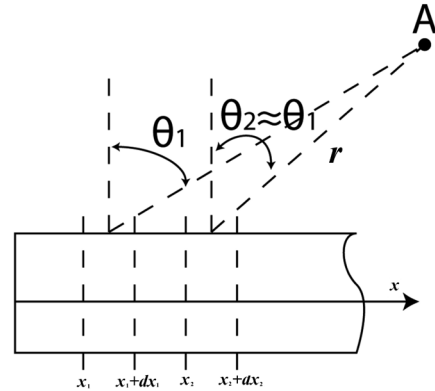


Рис. 3. К определению диаграммы направленности антенны

где $u = 2\pi \frac{L}{\lambda} \sin \theta$, или

$$\Phi(u) = \int_0^L \sqrt{2\alpha_r} \exp(-\alpha_s x) \cdot \exp(ju \frac{x}{L}) dx =$$

$$= L \frac{1 - b \exp(ju)}{-\ln b - ju}. \quad (8)$$

Учет дискретности излучателей ИФАР

Для расчета щелевой ИФАР используется описанная ранее непрерывная модель излучения, основное отличие которой от реальной картины излучения состоит в замене совокупности дискретных излучателей (щелей) структурой, излучающей с каждого своего бесконечно малого элемента поверхности бесконечно малую порцию электромагнитной энергии. Вот почему при оптимизации конструктивных параметров антенны на базе непрерывной модели очень важно представлять границы применимости этой модели при описании реальных щелевых ИФАР. Различия, очевидно, будут проявляться при уменьшении числа излучателей реальной ИФАР на единицу длины, когда антенна может быть все хуже и хуже аппроксимирована одним непрерывным излучателем.

С целью определения критерия применимости непрерывной модели проведем сравнение диаграмм направленностей ИФАР, вычисленных интегрированием по всей длине непрерывного излучателя (непрерывная модель) и конечным суммированием полей заранее известного числа дискретных излучателей (дискретная модель – рис. 4). Как следует из непрерывной модели ИФАР, диаграмма направленности в случае экспоненциального амплитудного распределения по излучателям имеет вид (8).

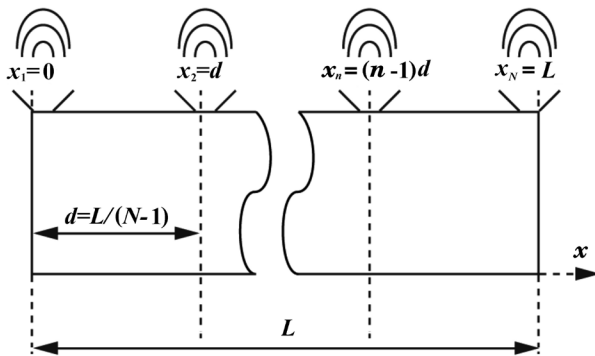


Рис. 4. Расположение излучателей в дискретной модели

Диаграмма направленности в дискретной модели с учетом нормировки на число излучателей N вычисляется заменой интеграла на конечную сумму, взятую в точках нахождения излучателей

$$x_n = \frac{(n-1)L}{N-1}.$$

Имеем:

$$\Phi(u) = \frac{\sqrt{2\alpha_r}}{N-1} \sum_{n=1}^N \exp \left[-(\alpha_s + j\frac{u}{L}) \frac{(n-1)L}{N-1} \right].$$

Применение формулы суммирования геометрической прогрессии дает:

$$\Phi(u) = \frac{\sqrt{2\alpha_r}}{N-1} \frac{\exp \left(\frac{\alpha_s L + ju}{N-1} \right) - \exp(\alpha_s L + ju)}{\exp \left(\frac{\alpha_s L + ju}{N-1} \right) - 1}. \quad (9)$$

На рис. 5 и 6 приведены графики диаграмм направленностей образцов ИФАР длиной $L = 25$ см, рассчитанных для разного числа излучателей

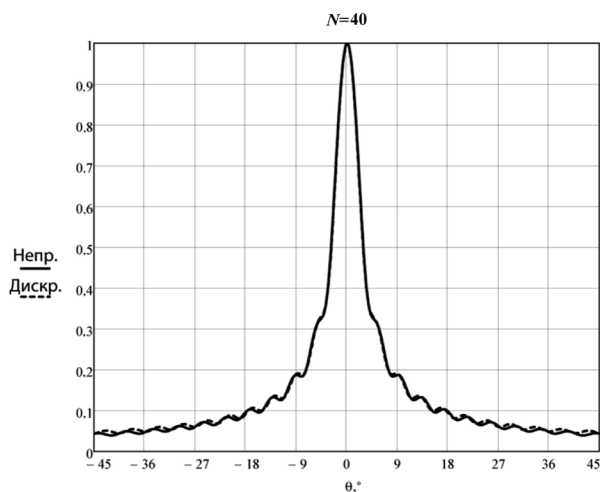


Рис. 5. Диаграммы направленности щелевой ИФАР в непрерывной и дискретной моделях при $N = 40$

N на длине волны $\lambda = 0,8$ мм при $\sqrt{2\alpha_r} = 1$ и типичном значении $\alpha_s = 0,2$ см⁻¹.

На графиках видны характерные искажения диаграммы направленности, происходящие при уменьшении числа излучателей в антенне. При $N = 40$ графики ДН ИФАР в дискретном и непрерывном случаях совпадают. При уменьшении числа излучателей до $N = 17$ вдали от главного максимума наблюдается отклонение дискретной модели от непрерывной на величину порядка 5 % от значения абсолютного максимума. Если взять число излучателей еще меньше, например $N = 10$, то в область рассматриваемых углов попадают дополнительные интерференционные максимумы антенной решетки, поскольку перестает выполняться условие $d < \lambda$, в этом случае непрерывная модель неприменима.

Из полученных результатов следует, что расчет щелевой ИФАР при помощи непрерывной модели может использоваться, если антенна содержит несколько десятков (практически 30 и более на выбранной длине волны) излучателей. Для типичной щелевой ИФАР длиной $L = 25$ см на длине волны $\lambda = 0,8$ мм расстояние между щелями составляет $d \approx 0,6 \cdot \lambda = 4,8$ мм, поэтому число щелей в такой ИФАР равняется $N = \frac{L}{d} + 1 = 53$.

Из графиков видно, что в пределах главного лепестка ДН моделирование ИФАР на базе непрерывной модели в этом случае дает практически неотличимые от реальной картины результаты. В качестве замечания хочется отметить, что окончательно возможность применимости непрерывной модели ИФАР в каждом конкретном случае

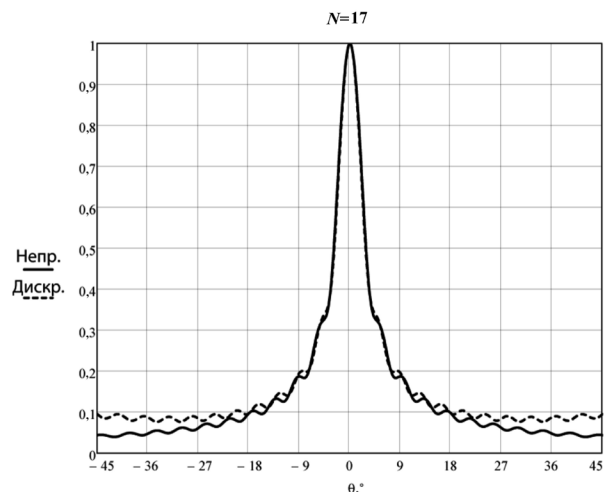


Рис. 6. Диаграммы направленности щелевой ИФАР в непрерывной и дискретной моделях при $N = 17$



определяется сравнением диаграмм направленности реальной антенны и ее непрерывного аналога в интересующем нас диапазоне углов.

В статье описан новый вариант интегральной фазированной антенной решетки – щелевая ИФАР. Данная антенна является дуальным аналогом предложенной ранее сотрудниками кафедры радиофизики СПбГПУ дипольной ИФАР.

В щелевой ИФАР, в отличие от дипольной, используется закрытый феррит-диэлектрический волновод, что дает данной антенне некоторые преимущества. На базе непрерывной модели найдены основные параметры антенны: коэффициент усиления, КПД, диаграмма направленности. Показано, что для практически интересных случаев непрерывная модель данной антенны дает точные результаты

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Zaitsev, E.F. MM-wave Integrated Phased Arrays with Ferrite Control [Текст] /E.F. Zaitsev, Yu.P. Yavon, Yu.A. Komarov // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. –March, 1994. –Vol. 42. –№ 3. –Р. 1362–1368.

2. Зайцев, Э.Ф. Новые электрически сканирующие антенны миллиметрового диапазона волн [Текст] / Э.Ф. Зайцев, А.Б. Гуськов, А.С. Черепанов // Изв. вузов России. Сер. Радиоэлектроника. –2003. –№ 4. –С. 3–12.

3. Зайцев, Э.Ф. Анализ антенн с последовательным возбуждением раскрыва и электрическим сканированием на основе управляемых магнитогирированных структур [Текст] / Э.Ф. Зайцев, А.Н. Федотов, Ю.П. Явон // Деп в ВИНТИ, №1120-В88.

4. Черепанов, А.С. Элементарная теория интегральных фазированных антенных решеток [Текст] / А.С. Черепанов, Э.Ф. Зайцев, А.Б. Гуськов. –СПб.: СПбГТУ, 1999 // Деп. в ВИНТИ, №3849–В99.

УДК 621.372

Д.В. Дикий, А.С. Черепанов, В.К. Нужин

ДВУХДИАПАЗОННАЯ АНТЕННА НА КОЛЬЦЕВЫХ РЕЗОНАТОРАХ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ

В ряде случаев на СВЧ удобно использовать кольцевую антенну бегущей волны [1–4]. Это объясняется повышенным интересом многих областей радиотехники (радиолокации, радиотелеметрии, радиоуправления, космической радиосвязи и др.) к антеннам с эллиптической или вращающейся поляризацией.

Если в проводящем кольце (резонаторе бегущей волны – РБВ), длина которого кратна длине волны λ (диаметр $D = \frac{m\lambda}{\pi}$, где $m = 1, 2, 3, \dots$), возбудить ток, меняющийся по закону бегущей волны с неизменной амплитудой I_0 , т. е. определяемый уравнением $I = I_0 e^{-jkS}$, где I_0 – ток в начальной точке на кольце, имеющей координаты $x = R, y = 0, z = 0$; S – длина дуги от начальной точки до элемента dl ; $S = R\phi$; $k = \frac{2\pi}{\lambda}$ (рис. 1), то создаваемое электрическое поле будет иметь две составляющие: меридиональную E_θ и азимутальную E_ϕ . Причем обе составляющие сдвинуты

относительно друг друга по фазе на 90° . Следовательно, получаем поле вращающейся (эллиптической) поляризации.

При этом в плоскости кольца ($\theta = 90^\circ$) меридиональная составляющая поля E_θ обращается в нуль и остается лишь азимутальная составляющая E_ϕ , т. е. получается линейно поляризованное поле. Под острым углом к оси кольца поле имеет эллиптическую поляризацию. Если по длине кольца укладывается одна волна ($m = \frac{2\pi R}{\lambda} = 1$), вдоль оси кольца получается поле, поляризованное по кругу. При длине кольца, равной двум, трем и т. д. волнам ($m = 2, 3, \dots$), излучение вдоль оси кольца отсутствует.

Конструкция антенны на РБВ

Применение кольцевых элементов в качестве элементарных вибраторов обеспечивает ряд эксплуатационных и конструктивных преимуществ по сравнению с линейными вибраторами: наличие

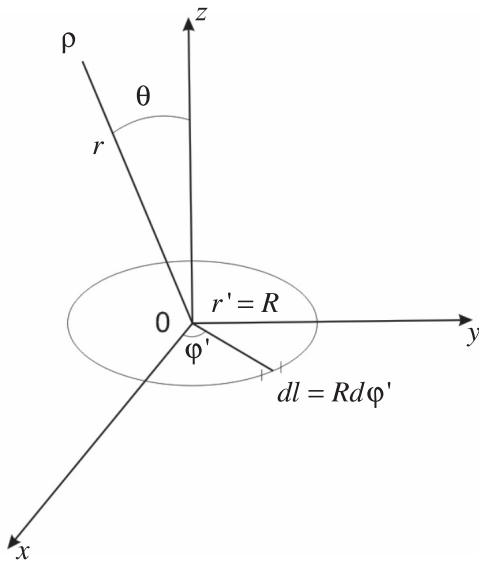


Рис. 1. Кольцевой излучатель – резонатор бегущей волны

эллиптической поляризации при использовании минимального числа вибраторов, возможность реализации в микрополосковом исполнении.

Кольцевой резонатор бегущей волны представляет собой свернутую в кольцо длинную линию. Возбуждение резонатора осуществляется с помощью направленного ответвителя на связанных линиях (рис. 2).

Для идеального симметричного направленного ответвителя матрица рассеяния имеет следующий вид:

$$[S] = \begin{pmatrix} 0 & S_{12} & S_{13} & 0 \\ S_{12} & 0 & 0 & S_{13} \\ S_{13} & 0 & 0 & S_{12} \\ 0 & S_{13} & S_{12} & 0 \end{pmatrix}, \quad (1)$$

$$\arg S_{12} = \arg S_{13} + \frac{\pi}{2}. \quad (2)$$

Для нормированных волн, обозначенных на рис. 1, имеют место следующие соотношения:

$$\begin{aligned} a_2 &= b_4 e^{-(\alpha + jm)l'}, b_3 = S_{13}a_1 + S_{12}a_4, \\ b_1 &= S_{12}a_2 + S_{12}a_3, b_4 = S_{13}a_2 + S_{12}a_3, \\ b_2 &= S_{12}a_1 + S_{13}a_4, a_4 = b_2 e^{-(\alpha + jm)l'}, \end{aligned} \quad (3)$$

где $(\alpha + jm)$ – постоянная распространения волны в кольце ($m = \frac{2\pi}{\lambda}$); l' – длина свободного участка кольца; λ – длина волны.

При наличии согласованной нагрузки на выходе $a_3 = 0$, и из первых двух уравнений следует:

$$a_2 = a_2 S_{13} e^{-(\alpha + jm)l'}.$$

Так как $S_{13} e^{-(\alpha + jm)l'} \neq 0$, то $a_2 = 0$, и с учетом (3):

$$b_1 = a_2 = b_4 = 0.$$

Тогда

$$b_2 = \frac{S_{12}a_1}{1 - S_{13}e^{-(\alpha + jm)l'}}, \quad (4)$$

$$b_3 = \{S_{13} + \frac{S_{12}^2}{1 - S_{13}e^{-(\alpha + jm)l'}}\}a_1. \quad (5)$$

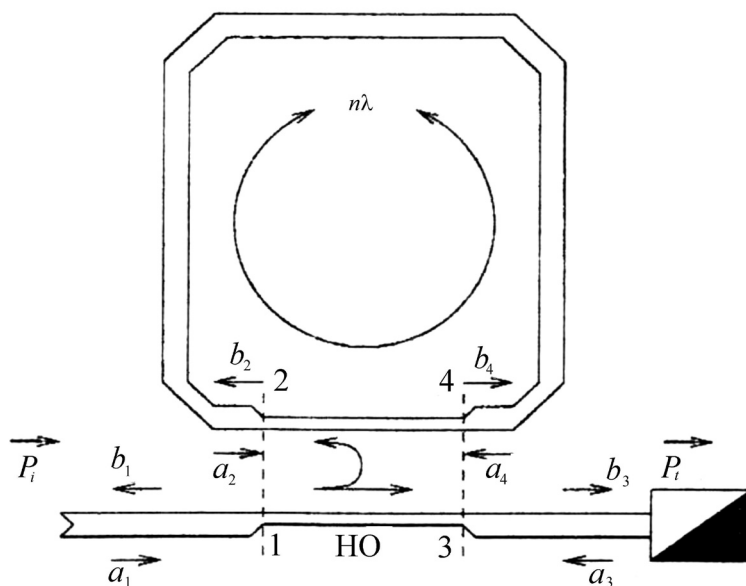


Рис. 2. Схема питания кольцевого излучателя



Анализ уравнений (4), (5) показывает, что на частоте, определяемой из равенства

$$-\arg S_{13} + ml' = 2\pi n, \quad n - \text{целое} \quad (6)$$

и при условии, что затухание в кольце подчиняется соотношению

$$e^{-\alpha l'} = \frac{|S_{13}|}{|S_{13}|^2 + |S_{12}|^2}, \quad (7)$$

в системе имеет место кольцевой резонанс. При этом амплитуда волны b_2 в кольце усилена по сравнению с a_1 и составляет

$$|b_2| = \frac{|a_1| |S_{12}|}{1 - \frac{|S_{13}|^2}{|S_{13}|^2 + |S_{12}|^2}}. \quad (8)$$

Для ответвителя с малыми потерями с учетом унитарности матрицы S выполняется $|S_{13}|^2 + |S_{12}|^2 = 1$, и условие (7) переходит в равенство

$$1 - e^{-2\alpha l'} = |S_{12}|^2. \quad (9)$$

Тогда $|b_2| = |a_1| / |S_{12}|$, согласно (5) с учетом (2) $b_3 = 0$, то есть вся мощность поглощается в кольце.

Если резонатор бегущей волны (РБВ) выполнить на открытой линии типа полосковой, то потери на излучение будут полезными, и таким образом получим антенну эллиптической поляризации.

В случае высокочастотного резонатора ($\alpha l' \ll 1$, $|S_{12}| \approx 1$), когда $|b_2| \approx |a_1|$, излучением из области петли связи можно пренебречь, и с учетом слабого затухания волны b_2 по кольцу поляризация излученного в осевом направлении поля будет практически круговой. В случае слабой связи $-\arg S_{13} = ml''$, где l'' – длина участка

связи. Таким образом, в соответствии с (6) полная длина кольца $l = l' + l''$ на частоте резонанса составляет $2\pi n / m = n\lambda$.

Интересующими параметрами облучателя на РБВ являются:

1) уровень мощности, прошедший из плеча 1 в плечо 3 НО, определяющий режекцию;

2) КПД, который в отсутствии омических потерь в элементах облучателя есть разность между падающей мощностью в плечо 1, отраженной от плеча 1 и прошедшей в плечо 3. Он совпадает с излученной облучателем мощностью, отнесенной к падающей.

Качественный вид АЧХ системы по КПД $\eta = \frac{P_r}{P_i}$ (P_r – излученная мощность) и по режекции $\gamma = \frac{P_r}{P_i}$ показан на рис. 3 б, кривая 3. Как и в любой резонансной системе, ширина резонансной кривой тем больше, чем больше потери в нем (в данном случае – это потери на излучение).

Расширение полосы требует увеличения затухания в кольце (что может быть достигнуто за счет увеличения ширины кольца и его высоты над экраном) и, соответственно, увеличения коэффициента связи S_{12} направленного ответвителя. То и другое влечет за собой ухудшение симметрии диаграммы направленности и ухудшает качество круговой поляризации. Поэтому хороших электродинамических (в частности, поляризационных) характеристик в такой конструкции излучающей структуры на РБВ удастся достигнуть лишь при сравнительно узкой полосе частот.

Однако если несколько кольцевых РБВ связать каскадно направленными ответвителями (рис. 3 а), то в такой системе (как и в любой многорезонаторной) может быть получен эффект рас-

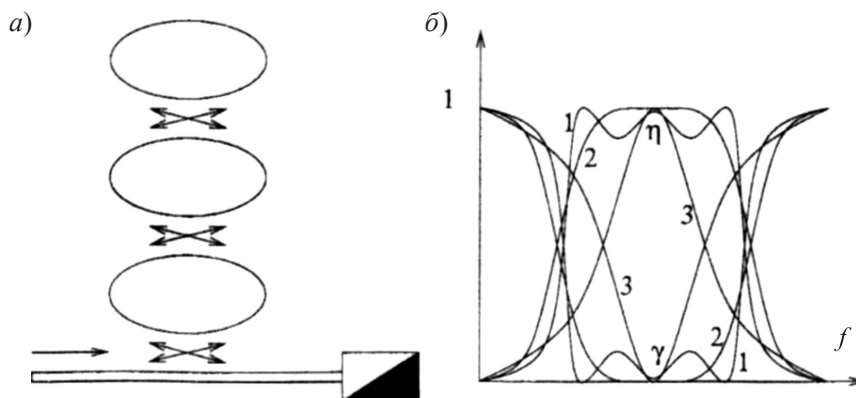


Рис. 3. Многорезонаторная система на РБВ (а) и примерный вид АЧХ по режекции γ и КПД η (б)

ширения полосы пропускания и улучшение прямоугольности АЧХ (рис. 3 б)

При этом в зависимости от величин коэффициентов связи S_{12} направленных ответвителей может быть реализована как многогорбая (кривая 1), например чебышевская, так и максимально плоская форма АЧХ (Баттерворта, кривая 2). Полоса режекции при достаточно жестко заданном допуске на ее качество оказывается большей, чем в случае однозвенного фильтра. Заметим, что излучающим является только верхнее кольцо, два других являются холостыми, не имеют потерь и не принимают участия в формировании поля излучения структуры.

Однако многорезонантность как таковая не влияет на поле излучения конструкции. Для его улучшения (в основном качество поляризации) необходимо распределить связь излучающего кольца, причем таким образом, чтобы кольцо при этом оставалось излучающим.

Если две электродинамически не связанные линии соединить между собой несколькими слабо возмущающими поле в линиях элементами связи, размещенными с некоторым интервалом, то в некоторой полосе частот может возникнуть эффект направленной связи между линиями, даже при отсутствии направленности самих элементов связи, за счет интерференции падающих и отраженных волн. Наилучший эффект (в смысле широкополосности) достигается при интервале между элементами связи в $\frac{\lambda}{4}$. Направленность сохраняется

также и при другом интервале, важно лишь, чтобы он не был кратен половине длины волны.

Диаграмма направленности кольца (рис. 4) с бегущей волной тока постоянной амплитуды в дальней зоне имеет вид:

$$\begin{aligned} |H_\theta| &= \frac{nI_0}{4r_0} [J_{n-1}(n \sin \theta) - J_{n+1}(n \sin \theta)], \\ |H_\varphi| &= \frac{nI_0}{4r_0} [J_{n-1}(n \sin \theta) + J_{n+1}(n \sin \theta)] \cos \theta, \end{aligned} \quad (10)$$

где I_0 – амплитуда тока; r_0 – расстояние из фазового центра в точку наблюдения; J_{n-1}, J_{n+1} – функции Бесселя соответствующих порядков; H_θ, H_φ – сферические компоненты вектора магнитного поля.

Фазовый сдвиг между H_θ и H_φ при любых n и θ составляет $\frac{\pi}{2}$. Анализ выражений (10) показывает, что резонансное кольцо излучает в осевом направлении $\theta = 0$ лишь при $n = 1$ ($l = \lambda$).

Если кольцо расположено над плоским проводящим экраном больших размеров, то с учетом зеркального изображения для $l = \lambda$ диаграмма направленности будет выглядеть следующим образом:

$$\begin{aligned} |H_\theta| &= \frac{nI_0}{2r_0} [J_{n-1}(n \sin \theta) - \\ &- J_{n+1}(n \sin \theta)] \sin \left(2\pi \frac{k}{\lambda} \cos \theta \right), \\ |H_\varphi| &= \frac{nI_0}{2r_0} [J_{n-1}(n \sin \theta) + \\ &+ J_{n+1}(n \sin \theta)] \cos \theta \sin \left(2\pi \frac{k}{\lambda} \cos \theta \right), \end{aligned} \quad (11)$$

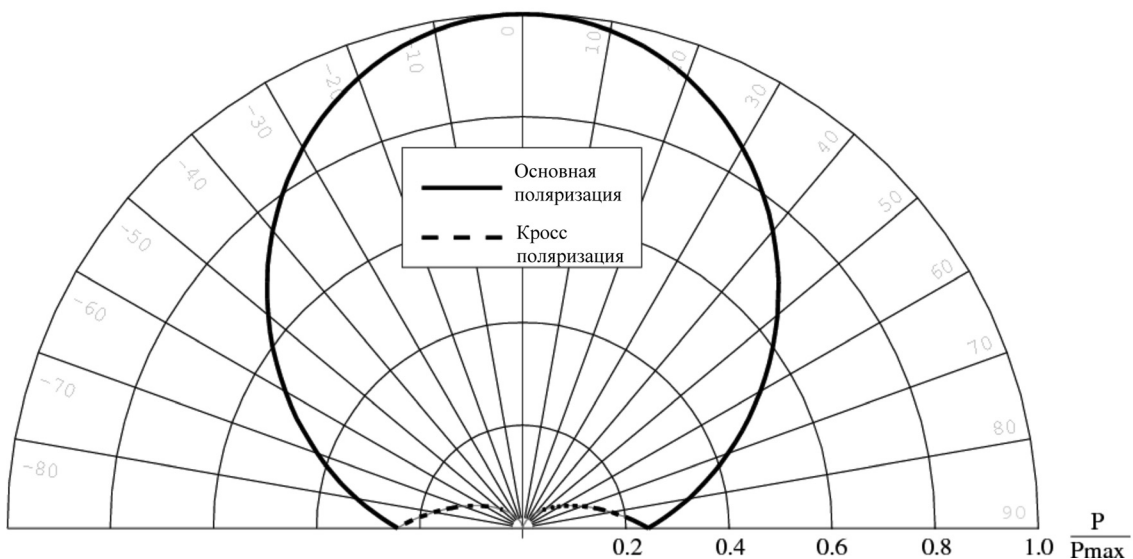


Рис. 4. Диаграмма направленности облучателя на РБВ по основной и кресс поляризациям



где h – высота излучающего кольца над экраном.

Рассчитанная диаграмма направленности антенны на РБВ по основной и кросс поляризациям при высоте кольца над экраном $0,01\lambda$ показана на рис. 4.

Конструктивные особенности двухдиапазонного облучателя на РБВ

Антенна на РБВ обладает тем полезным свойством, что позволяет совмещать антенны разных диапазонов, просто вставляя их друг в друга. В настоящей работе исследовалась двухдиапазонная антенна, предназначенная для использования в качестве облучателя радиотелескопа. Двухдиапазонный облучатель на РБВ представляет собой два облучателя на РБВ, вставленных один в другой на диапазон 3,5 и 13 см.

Средний диаметр излучающего кольца диапазона 3,5 см – 1,1 см, а для диапазона 13 см – 4,1 см. При таких соотношениях диаметров колец проблем, связанных с совмещением двух облучателей, не возникает.

Необходимые полосы пропускания для диапазонов 3,5 и 13 см составляют 10 и 15 % соответственно. Такие полосы достигаются только в многорезонаторной конструкции при числе резонаторов не менее двух и при использовании четвертьволновой связи между резонаторами. В этом случае линейный размер облучателей составит около $3,5/4 \cdot 2 = 2$ см $13/4 \cdot 2 = 8$ см соответственно. При этом необходимо дополнительно учесть длину питающих кабелей, высоту излучающего кольца и обтекателя наиболее длинноволнового облучателя. Предварительно можно оценить вы-

соту двухдиапазонного облучателя как 13–15 см. Максимальный диаметр составит 1,5–2 длины волны наиболее длинноволнового облучателя.

Проведены экспериментальные исследования макета антенны. Фотография исследуемой антенны приведена на рис. 5.

Измерение шумовой температуры антенны

Для измерения шумовой температуры применялась следующая методика. В качестве измерительного устройства использовался высокочувствительный приемник сантиметрового диапазона (конвертер), имеющий собственную шумовую температуру 17 К. На выходе приемника с помощью измерительного прибора контролировалась интенсивность шумового сигнала. На вход приемного устройства первоначально помещалась эталонная антенна (гофрированный рупор).

Далее проводились следующие измерения:

1) калибровочное измерение эталонной антенны при комнатной температуре антенны ($T = 300$ К) и при температуре жидкого азота ($K = 77$ К);

2) два измерения интенсивности шума при ориентации антенны на небо в зенит ($T_{\text{неба}} = 0$ К, дополнительный шум за счет попадания излучения земли через боковые лепестки оценивался в 33 °К) и при ориентации антенны на землю ($T = 300$ К);

3) эталонная антенна замещалась исследуемой и производились измерения интенсивности шума при ориентации антенны на небо и на землю.

По результатам данных измерений была получена оценка шумовой температуры исследуемой антенны, которая оказалась равной примерно 40 °К.

На рис. 6 приведены экспериментально снятые коэффициенты $|S_{31}|$ (коэффициент передачи с входа 1 антенны на вход 3 – рис. 2) для обоих диапазонов. Малое значение $|S_{31}|$ означает интенсивное излучение в пространство. Видно, что удалось получить эффективное излучение энергии в заданных диапазонах частот.

Антенны круговой поляризации, построенные на основе кольцевого резонатора бегущей волны, обладают целым рядом достоинств, таких, как простота и изящность конструкции, компактность, высокое значение коэффициента усиления при малой высоте подвеса (низкосилуэтность); возможность совмещения нескольких резона-



Рис. 5. Фотография модели антенны

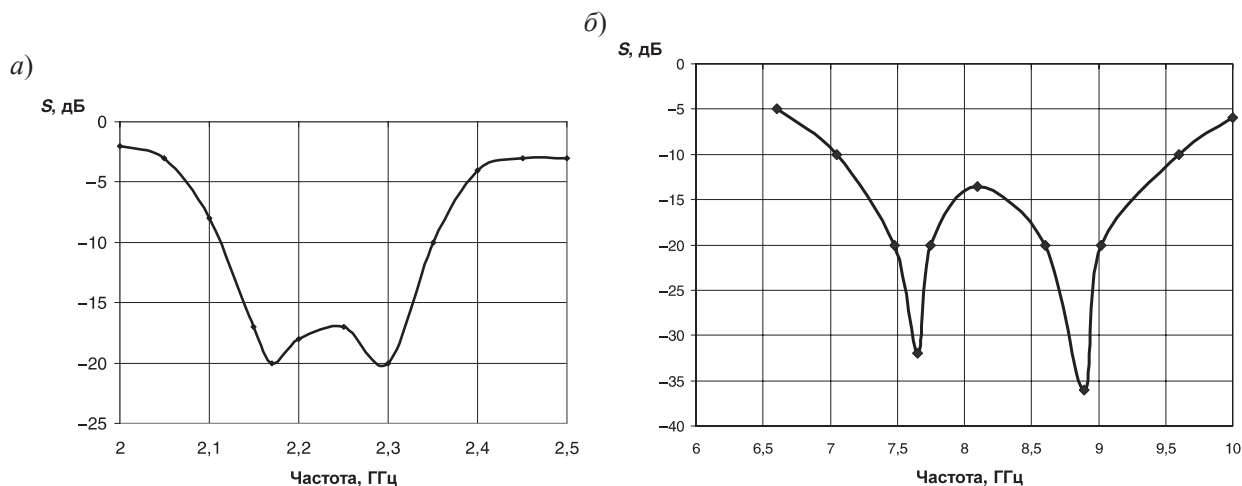


Рис. 6. Режекция энергии в модели двухдиапазонной антенны в диапазоне 13,5 см (а) и 3,5 см (б)

торов в виде концентрических колец;

простое разделение полей право- и левовинтовой поляризации по двум независимым каналам, что весьма ценно, например, в радиоастрономической аппаратуре, где подобное разделение необходимо для определения магнитного поля источника.

Недостаток описанной выше конструкции антенны на РБВ – трудность реализации широкой полосы при сохранении хороших характеристик излучения. Некоторым ограничением конструкции на РБВ является также неравномерное экранирующее действие петли связи, что приводит к ухудшению характеристик излучения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Богод, В.М.** Многоволновой облучатель на резонаторах бегущей волны с единым фазовым центром для применения в радиоастрономии [Текст] / В.М. Богод, В.Н. Дикий, Я.В. Корольков [и др.] // Изв. САО. –1980. –Т. 17. –С. 124–130
2. **Дикий, Д.В.** Способ возбуждения бегущей волны тока в кольцевой рамке [Текст] / Д.В. Дикий. –СПб.: СПбГПУ, 2004. –Деп. в ВИНТИ 11.03.2004. –№ 426-В2004.
3. **Дикий, Д.В.** Увеличение направленности об-

лучателя на резонаторах бегущей волны путем сегментирования излучающего элемента [Текст] / Д.В. Дикий. –СПб.: СПбГПУ, 2004. –Деп. в ВИНТИ 11.03.2004. –№ 425-В2004.

4. **Дикий, Д.В.** Криостатируемый многочастотный облучатель на резонаторах бегущей волны [Текст] / Д.В. Дикий, В.К. Нужин, А.С.Черепанов // Всерос. радиоастрономическая конф. Радиотелескопы, аппаратура и методы радиоастрономии. –СПб., 17–21 окт. 2011. –С. 74–75.

УДК 621.396.663

Г.С. Шарыгин, Д.В. Дубинин

ОПТИМИЗАЦИЯ СТРУКТУРЫ КОЛЬЦЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, ИСПОЛЪЗУЕМОЙ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛОВ ПРИХОДА ПЛОСКИХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН ФАЗОВЫМ МЕТОДОМ

Определение углов прихода (пеленгование) – одна из центральных задач при создании систем радионавигации, активного и пассивного радио-

локационного наблюдения. В большинстве случаев задача пеленгования решается с помощью направленных антенн. Однако различные методы



амплитудного пеленгования обладают целым рядом недостатков, основными из которых являются необходимость поиска по направлению и связанная с этим низкая оперативность пеленгационной системы, большие размеры антенн и сравнительно низкая помехоустойчивость амплитудных измерений. Эти недостатки особенно существенны для систем, располагающихся на малогабаритных и мобильных носителях: космических аппаратах, малоразмерных судах, автомобилях и др., а также в тех случаях, когда требуется моноимпульсный режим работы

Большинства перечисленных недостатков лишены фазовые угломерные системы [1], позволяющие реализовать беспойсковое моноимпульсное пеленгование в широком секторе углов. Такие пеленгаторы имеют свои недостатки, главный из которых – необходимость ликвидации неоднозначности фазовых измерений.

Одной из перспективных фазовых систем для определения углов прихода в азимутальной и угломестной плоскостях является пеленгатор на базе кольцевой антенной решетки. При проектировании такого пеленгатора необходимо выбрать (определить) геометрические размеры, расположение и количество антенных элементов, исходя из требуемой точности пеленгования, вероятности правильного устранения неоднозначности и с учетом ошибок фазовых измерений.

Далее рассмотрен фазовый пеленгатор, антенная система которого представляет собой коль-

цевую антенную решетку (АР), показанную на рис. 1. Антенные элементы такой решетки, расположенные в одной плоскости, образуют правильный N -угольник, где N – число антенн.

Координаты i -го антенного элемента определяются по формулам

$$x_i = R \cdot \cos\left(\frac{2\pi}{N}(i-1)\right), y_i = R \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{N}(i-1)\right).$$

Если расстояние от АР до источника радиоизлучения (ИРИ) много больше размеров антенной системы, то фронт приходящей электромагнитной волны можно считать плоским. Тогда разность фаз сигналов, принимаемых антенными элементами, определяется по формуле

$$\vec{\Phi} = \vec{n}_x \cdot \vec{v} + \vec{n}_y \cdot \vec{u},$$

где $\vec{\Phi}$ – вектор полных разностей фаз; v, u – направляющие косинусы источника излучения к осям прямоугольной системы координат $v = \cos \gamma_1, u = \cos \gamma_2$; $\vec{n}_x, \vec{n}_y$ – векторы масштабных коэффициентов, элементы которых могут определяться по формулам $n_{xi} = \frac{x_i - x_0}{\lambda}$; $n_{yi} = \frac{y_i - y_0}{\lambda}$, где x_0, y_0 – координаты опорного антенного элемента в случае если разность фаз измеряется между сигналом, принятым опорной антенной, и сигналами, принятыми остальными антеннами.

Ошибки фазовых измерений возникают вследствие влияния собственных шумов приемных каналов и наличия в месте приема, кроме полезного сигнала, множества интерферирующих

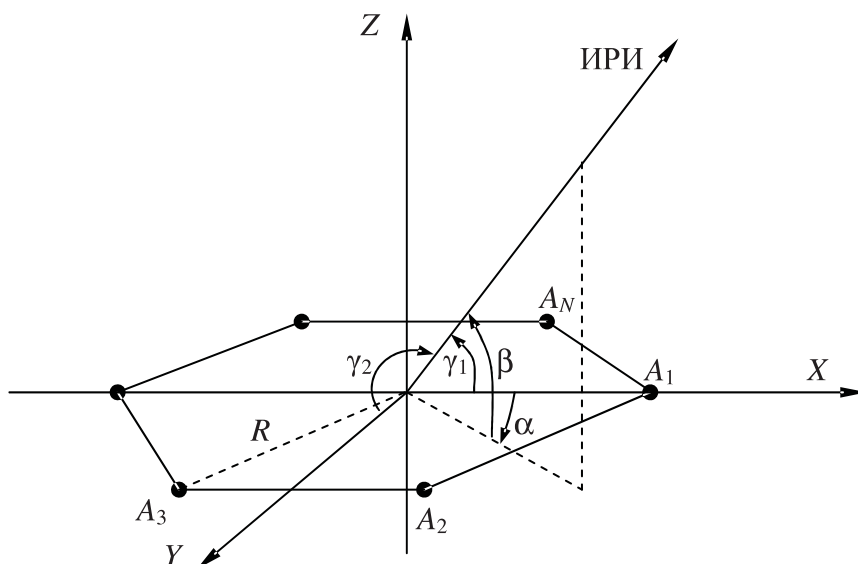


Рис. 1. Расположение антенной системы и источника сигнала
 α – азимут; β – угол места

волн, рассеянных неоднородностями атмосферы и местными предметами на трассе распространения. Статистические свойства разности фаз в двухканальных системах при воздействии на них гармонических сигналов и гауссовых помех подробно рассмотрены в работах В.В. Цветнова [2–4], а модель поля, являющегося аддитивной смесью регулярной и случайных (рассеянных) составляющих, – в работе [5]. В общем случае закон распределения разности фаз сложен [3], однако при достаточно большом (более 5 дБ) отношении сигнал/шум (или отношении регулярной и случайной составляющих сигнала на трассах с рассеянием) он может считаться гауссовым.

Если ошибки фазовых измерений распределены по нормальному закону с нулевыми средними значениями и известной корреляционной матрицей $\mathbf{B}_\varphi$, то условную плотность распределения разностей фаз при фиксированных значениях v, u можно записать в виде

$$W(\vec{\Phi} / v, u) = K \cdot \exp \left\{ -\frac{1}{2} (\vec{\Phi} - \vec{n}_x \cdot v - \vec{n}_y \cdot u)^T \times \right. \\ \left. \times \mathbf{B}_\varphi^{-1} (\vec{\Phi} - \vec{n}_x \cdot v - \vec{n}_y \cdot u) \right\},$$

где K – коэффициент пропорциональности; $\mathbf{B}_\varphi^{-1}$ – матрица, обратная корреляционной матрице разностей фаз.

Решая систему уравнений правдоподобия [6]

$$\begin{cases} \frac{\partial W(\vec{\Phi} / v, u)}{\partial v} = 0 \\ \frac{\partial W(\vec{\Phi} / v, u)}{\partial u} = 0, \end{cases}$$

получим оценки направляющих косинусов v^*, u^* как весовые суммы полных разностей фаз:

$$v^* = \vec{\Phi}^T \vec{q}_v, \quad u^* = \vec{\Phi}^T \vec{q}_u,$$

где $\vec{q}_v, \vec{q}_u$ – векторы весовых коэффициентов, которые зависят от расположения антенных элементов и корреляционной матрицы ошибок разностей фаз $\mathbf{B}_\varphi$.

Оценки азимута и угла места ИРИ в выбранной системе координат определяются по формулам

$$\alpha^* = \arctan(u^*/v^*); \quad \beta^* = \arcsin(\sqrt{1 - (v^*)^2 - (u^*)^2}).$$

Если фазовые погрешности возникают, в основном, в приемно-усилительных трактах или при распространении радиоволн, то не имеет смысла увеличивать число фазометров более чем $(N - 1)$, где N – число антенн. Разности фаз мож-

но измерять между сигналами первой антенны и второй, второй и третьей, третьей и четвертой и т. д., или между сигналом опорной и остальных антенн, или еще как-либо, точность определения направляющих косинусов будет одна и та же.

Определим вид корреляционной матрицы ошибок измерения разности фаз для случая, когда разности фаз измеряются между сигналом, принятым опорной антенной, и сигналами, принятыми остальными антеннами.

Обозначим фазу сигнала, принятого опорной антенной, как ψ_0 , а первой антенной – ψ_1 . Измеренная разность фаз $\varphi_1 = \psi_1 - \psi_0$. Соответственно, разность фаз сигналов, принятых второй и опорной антенной $\varphi_2 = \psi_2 - \psi_0$. Дисперсия ошибок измерения разности фаз φ_1 и φ_2

$$M[\varphi_1^2] = M[(\psi_1 - \psi_0)^2] = \\ = M[\psi_1^2] + M[\psi_0^2] - 2 \cdot M[\psi_1 \psi_0].$$

Считая, что фазовые погрешности каждого приемного канала одинаковы, а корреляция между соседними приемными каналами отсутствует, $M[\psi_1^2] = M[\psi_0^2] = \sigma_\psi^2$, $M[\psi_1 \psi_0] = 0$, получим $M[\varphi_1^2] = 2\sigma_\psi^2 = \sigma_\varphi^2$.

Определим корреляцию между разностями фаз φ_1 и φ_2 :

$$M[\varphi_1 \varphi_2] = M[(\psi_1 - \psi_0) \cdot (\psi_2 - \psi_0)] = \\ = M[\psi_1 \psi_2 - \psi_1 \psi_0 - \psi_0 \psi_2 + \psi_0^2] = \\ = M[\psi_1 \psi_2] - M[\psi_1 \psi_0] - M[\psi_0 \psi_2] + \\ + M[\psi_0^2] = M[\psi_0^2] = \sigma_\psi^2 = 0,5 \cdot \sigma_\varphi^2.$$

Таким образом, корреляционная матрица ошибок разностей фаз $\mathbf{B}_\varphi$ имеет вид

$$\mathbf{B}_\varphi = \sigma_\varphi^2 \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0,5 & \dots & 0,5 \\ 0,5 & 1 & \dots & 0,5 \\ \dots & \dots & \dots & \dots \\ 0,5 & 0,5 & \dots & 1 \end{bmatrix}.$$

Зависимость дисперсий направляющих косинусов $\sigma_{v^*}^2$ и $\sigma_{u^*}^2$ и взаимного корреляционного момента B_{vu} от ошибок измерения разностей фаз и расположения антенных элементов в этом случае определяется соотношениями

$$\sigma_{v^*}^2 = \frac{\sigma_\varphi^2 \cdot \lambda^2}{2} \cdot \frac{M_y}{M_x \cdot M_y - M_{xy}^2};$$

$$\sigma_{u^*}^2 = \frac{\sigma_\varphi^2 \cdot \lambda^2}{2} \cdot \frac{M_x}{M_x \cdot M_y - M_{xy}^2};$$



$$B_{vu} = \frac{\sigma_\phi^2 \cdot \lambda^2}{2} \cdot \frac{M_{xy}}{M_x \cdot M_y - M_{xy}^2},$$

где $M_x = \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})^2$, $M_y = \sum_{i=1}^N (y_i - \bar{y})^2$,
 $M_{xy} = \sum_{i=1}^N (x_i - \bar{x})(y_i - \bar{y})$, $\bar{x} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N x_i$, $\bar{y} = \frac{1}{N} \sum_{i=1}^N y_i$.

Если антенные элементы кольцевой решетки образуют правильный N -угольник, то

$$\bar{x} = \bar{y} = M_{xy} = 0; \quad M_x = M_y = \frac{N \cdot R^2}{2};$$

$$\sigma_{v^*}^2 = \sigma_{u^*}^2 = \frac{\sigma_\phi^2 \cdot \lambda^2}{N \cdot R^2}.$$

Зависимость СКО направляющих косинусов от уровня фазовых ошибок σ_ϕ и количества антенных элементов решетки представлена на рис. 2. Данные приведены для радиуса решетки $R = 2$ м и длины волны сигнала $\lambda = 30$ см. В этом случае

$$\sigma_{v^*} = \sigma_{u^*} = \frac{3 \cdot \sigma_\phi}{20 \cdot \sqrt{N}}.$$

СКО направляющих косинусов уменьшается пропорционально уменьшению длины волны сигнала λ или увеличению радиуса решетки R .

Поскольку положение ИРИ в пределах рабочего сектора может быть любым, полная разность фаз сигналов может превышать диапазон фазовых измерений, равный 2π . В этом случае

$$\vec{\Phi} = \vec{\phi} + \vec{k} = \vec{n}_x \cdot v + \vec{n}_y \cdot u,$$

где $\vec{\phi}$ – вектор измеренных разностей фаз; $\vec{k}$ – вектор неоднозначности фазовых измерений.

Вектор неоднозначности представляет собой целочисленный вектор, элементы которого равны

$$P_{0B}^* = P \left\{ \chi_{N-3}^2 \leq \frac{2}{\pi \cdot \sigma_\phi^2} \cdot N^{-3} \sqrt{\frac{4\lambda^4 \cdot \Gamma^2\left(\frac{N-1}{2}\right)}{N(M_x M_y - M_{xy}^2)(\Delta v_{\text{одн}} \cdot \Delta u_{\text{одн}})^2}} \right\},$$

где $\Gamma(x)$ – гамма функция, $\Delta v_{\text{одн}}$, $\Delta u_{\text{одн}}$ – секторы однозначного пеленгования. Учитывая, что $M_{xy} = 0$,

$M_x = M_y = \frac{N \cdot R^2}{2}$, получим:

$$P_{0B}^* = P \left\{ \chi_{N-3}^2 \leq \frac{2}{\pi \cdot \sigma_\phi^2} \cdot N^{-3} \sqrt{\frac{16 \cdot \Gamma^2\left(\frac{N-1}{2}\right)}{N^3 (\Delta v_{\text{одн}} \cdot \Delta u_{\text{одн}})^2 (R/\lambda)^4}} \right\}.$$

Проиллюстрируем методику синтеза кольцевой антенной решетки на примере ее исполь-

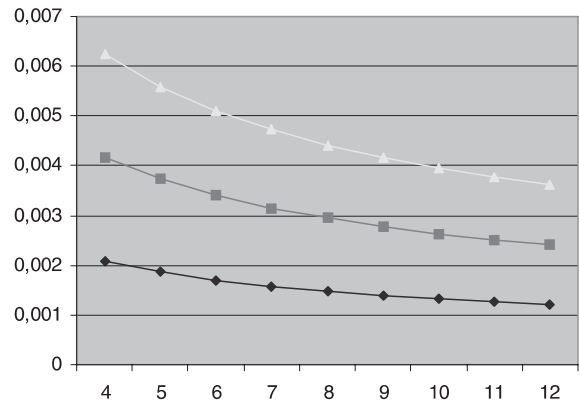


Рис. 2. Зависимость СКО направляющих косинусов (в радианах) от уровня фазовых ошибок σ_ϕ (в градусах) и количества антенных элементов решетки SF (—♦—) SF = 10; (—■—) SF = 20; (—▲—) SF = 30

числу полных периодов разности фаз, которые те-ряются при измерении. Поскольку для получения оценок направляющих косинусов v^* , u^* требуется полная разность фаз $\vec{\Phi}$, то для ее определения требуется найти вектор неоднозначности $\vec{k}$.

Определим количество антенных элементов, исходя из требований к вероятности правильного устранения неоднозначности. Для этого нужно получить зависимость верхней границы вероятности правильного устранения неоднозначности фазовых измерений P_{0B}^* от уровня фазовых ошибок σ_ϕ , радиуса решетки R , длины волны приходящего сигнала λ и количества антенных элементов. В [1] показано, что в случае, когда проекции фазометрических баз на координатные оси антенной решетки относятся между собой как целые числа, такая зависимость определяется соотношением:

зования в составе космической системы радио-локационного наблюдения в секторе по азимуту

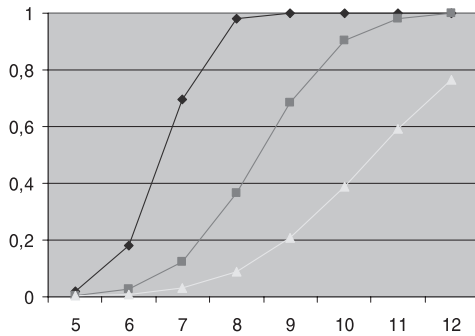


Рис. 3. Зависимость верхней границы вероятности правильного устранения неоднозначности $P^*_{об}$ от уровня фазовых ошибок σ_ϕ (в градусах) при $R = 2$ м, $\lambda = 3$ см
(—◆—) SF = 10; (—■—) SF = 20; (—▲—) SF = 30

$\alpha = (0 \div 360)$ градусов и углу места $\beta = (70 \div 90)$ градусов. В этом случае требуется обеспечить сектор однозначного отсчета не менее

$$\Delta v_{\text{одн}} = \Delta u_{\text{одн}} = 2 (\cos 70^\circ - \cos 90^\circ) = 0,684.$$

На рис. 3 приведена зависимость верхней границы вероятности правильного устранения неоднозначности фазовых измерений $P^*_{об}$ от уровня фазовых ошибок σ_ϕ и количества антенных элементов для радиуса решетки $R = 2$ м и длины волны приходящего сигнала $\lambda = 3$ см.

Видно, что при принятых R и λ число антенных элементов решетки должно быть не менее 9.

Критерием оптимального расположения элементов АР будем считать максимум нижней границы вероятности правильного устранения неоднозначности. Эта граница определяется по формуле [1]:

$$P^*_{0H} = P\{\chi^2_{N-3} \leq Q_H\},$$

где $Q_H = \left(\frac{d_{\min}}{2}\right)^2$; $d_{\min}^2$ – минимальная величина d_i^2 , отличная от нулевого значения; $d_i^2 = \vec{k}_i^T \mathbf{G} \vec{k}_i$, $k_i \in \{\vec{k}_i\}$; $\{\vec{k}_i\}$ – совокупность всех возможных векторов неоднозначности.

Первый шаг при оптимизации антенной системы – определение точек возможного расположения антенных элементов на заданной апертуре. В данном случае апертурой является круг радиуса R .

Симметричное расположение антенных элементов невозможно, т. к. это приводит к сужению сектора однозначности $\Delta v_{\text{одн}}$, $\Delta u_{\text{одн}}$. При симметричном расположении антенных элементов

$$\Delta v_{\text{одн}} = \frac{\lambda}{R \cdot \sin(2\pi / N)}, \quad \Delta u_{\text{одн}} = \frac{\lambda}{R \cdot \cos(2\pi / N)},$$

что соответствует, например, значению $\Delta v_{\text{одн}} < 0,2$ даже при $R = 2$ м, $\lambda = 30$ см, $N = 6$. Уменьшение длины волны сигнала или увеличение радиуса решетки ведет к дальнейшему существенному уменьшению сектора однозначного отсчета.

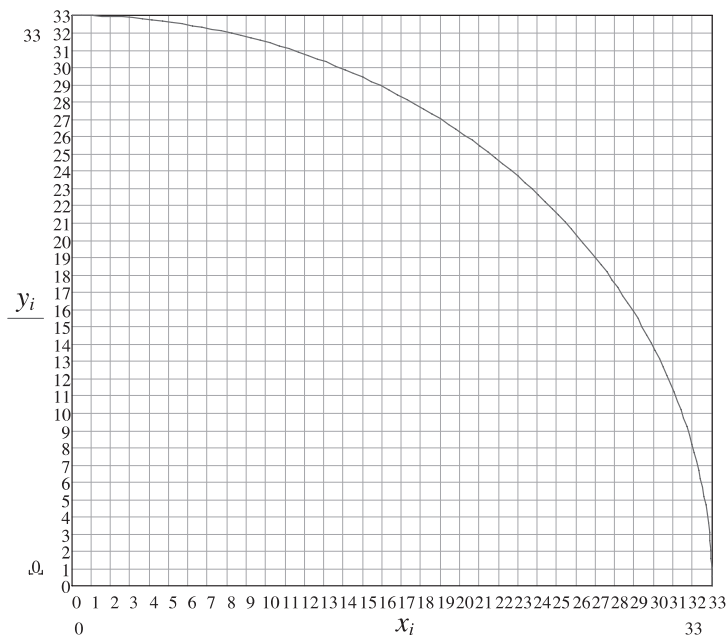


Рис. 4. Координатная решетка возможного расположения антенных элементов на апертуре $R = 1$ м при длине волны сигнала $\lambda = 3$ см

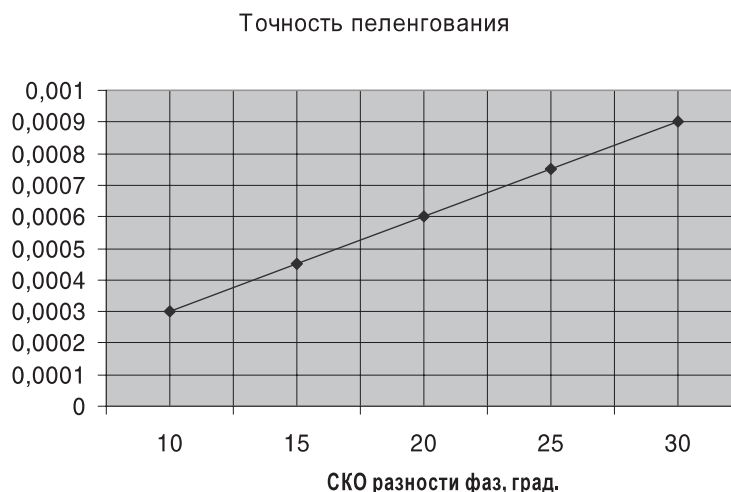


Рис. 5. Зависимость СКО направляющего косинуса от уровня фазовых ошибок σ_φ

Чтобы обеспечить сектор однозначного отсчета, близкий к единице, во всем диапазоне частот, требуется располагать антенные элементы в узлах решетки, шаг которой равен минимальной длине волны сигнала, в данном случае $\lambda = 3$ см. Фрагмент такой решетки приведен на рис. 4.

При девяти элементах решетки количество возможных структур чрезвычайно велико, поэтому поиск наилучшей структуры должен проводиться с некоторыми упрощениями. Например, зафиксируем положение пяти антенных элементов. Пусть опорная антенна расположена в центре координат, координаты первой антенны $(0; 33)$, третьей $(33; 0)$, пятой $(0; -32)$, седьмой $(-32; 0)$. Положение остальных четырех антенн определяется путем перебора. Например, второй антенный элемент может располагаться в одной из 18 точек с координатами $(19; 28)$, $(19; 27)$, $(20; 27)$, $(20; 26)$, $(21; 26)$, $(21; 25)$, $(22; 25)$, $(22; 24)$,

$(23; 24)$, $(23; 23)$, $(24; 23)$, $(24; 22)$, $(25; 22)$, $(25; 21)$, $(26; 21)$, $(26; 20)$, $(27; 20)$, $(27; 19)$. Положение четвертого элемента меняется в четвертой четверти, шестого – в третьей, восьмого – во второй. Общее число комбинаций в этом случае составляет $18^4 = 104\,976$. Для каждой структуры было определено значение $d_{\min}^2$. Наибольшее значение $d_{\min}^2$ оказалось у структуры с расположением второй антенны в точке $(23; 23)$, четвертой – $(20; -26)$, шестой – $(-27; -20)$, восьмой – $(-27; 20)$. Зависимость СКО направляющего косинуса σ_v^2 от ошибок разностей фаз σ_φ для этой структуры приведена на рис. 5.

Устранение неоднозначности фазовых измерений проведено с применением квазиоптимального алгоритма [1]. Вектор измеренных разностей фаз $\vec{\varphi}$ и вектор неоднозначности $\vec{k}$ преобразуются к новому базису $\vec{\tilde{\varphi}}$ и $\vec{\tilde{k}}$ с помощью матрицы перехода C :



Рис. 6. Зависимость вероятности правильного устранения неоднозначности от уровня фазовых ошибок σ_φ

$$\tilde{\vec{\phi}} = \mathbf{C}^{-1}\vec{\phi},$$

где $\mathbf{C}^{-1}$ – матрица, обратная матрице $\mathbf{C}$.

В новом базисе оценка вектора неоднозначности $\tilde{\vec{k}}^*$ определяется как $\tilde{k}_i^* = -\langle \tilde{\phi}_i \rangle$, $1 \leq i \leq N-3$, где $\langle \rangle$ – операция округления до ближайшего целого.

В качестве последних двух элементов вектора $\tilde{\vec{k}}^*$ можно взять любые целые числа a_1, a_2 . Оценка вектора $\tilde{\vec{k}}^*$ определяется по формуле $\tilde{\vec{k}}^* = \mathbf{C}\vec{k}^*$ с точностью до слагаемого $a_1\vec{e}_x + a_2\vec{e}_y$, которое определяется на основании априорных данных о возможных значениях направляющих косинусов.

Зависимость вероятности правильного устра-

нения неоднозначности от ошибок определения разностей фаз σ_ϕ приведена на рис. 6.

Таким образом, разработанная методика синтеза позволяет найти оптимальную структуру кольцевой антенной решетки фазового пеленгатора при заданных числе антенных элементов, уровне фазовых ошибок и с применением критерия максимума вероятности правильного устранения неоднозначности фазовых измерений. Методика проиллюстрирована с применением математического моделирования на примере кольцевой решетки из девяти элементов, работающей в трехсантиметровом диапазоне волн и предназначенной для размещения на космической платформе.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Денисов, В.П. Фазовые радиопеленгаторы [Текст] / В.П. Денисов, Д.В. Дубинин. –Томск: ТУСУР, 2002. –251 с.
2. Цветнов, В.В. Статистические свойства сигналов и помех в двухканальных фазовых системах [Текст] / В.В. Цветнов // Радиотехника. –1957. –Т. 12, –№ 5. –С. 12–29.
3. Цветнов, В.В. Воздействие гауссовых помех на двухканальные фазовые системы [Текст] / В.В. Цветнов // В кн.: Исследование точности и помехоустойчивости фазовых пеленгаторов. –Л.: Судпромгиз, 1959.
4. Цветнов, В.В. Безусловные статистические характеристики разности фаз двух гауссовых случайных процессов [Текст] / В.В. Цветнов // Радиотехника и электроника. –1969. –Т. 14. –№ 1. –С. 49.
5. Шарыгин, Г.С. Статистическая структура поля УКВ за горизонтом [Текст] / Г.С. Шарыгин. –М.: Радио и связь, 1983. –140 с.
6. Яковлев, Л.И. Техника электросвязи за рубежом: Справочник [Текст] / Л.И. Яковлев, В.Д. Федоров, Г.В. Дедюшин [и др.]. –М.: Радио и связь, 1990. –256 с.

РАЗРАБОТКА АРХИТЕКТУРЫ WEB-ИНТЕГРИРОВАННОЙ CRM СИСТЕМЫ ДЛЯ ИНДУСТРИИ ИНТЕРНЕТ-ТОРГОВЛИ

Перенасыщенные и управляемые спросом рынки заставляют компании индустрии интернет-торговли сталкиваться с множеством новых проблем. Разница в цене и в параметрах продуктов нивелируется и не может больше выступать в роли конкурентного преимущества. Компании становятся не в состоянии привлекать клиентов, предлагая стандартные продукты и услуги. Клиенты отдают предпочтение не конкретным продуктам, а комплексным решениям, наиболее удовлетворяющим их индивидуальным требованиям и приоритетам. Клиенты и знания компании о своих клиентах – одни из наиболее ценных активов организации. Ориентированные на клиента подходы ведения бизнеса являются основой эффективной бизнес-модели компании индустрии интернет-торговли. Анализ данных уже имеющихся клиентов – наиболее эффективный способ развития ориентированной на клиентов стратегии маркетинга, продаж и оказания сервисных услуг. Данный факт объясняется основной аксиомой маркетинга: чем больше вы знаете о своих клиентах, тем легче вам будет предоставлять товары и услуги, в которых они заинтересованы [1].

Для оптимизации финансово-хозяйственной деятельности компании в соответствии со структурой целевых сегментов потребителей на основе поощрения поведения, нацеленного на максимальное удовлетворение потребностей клиентов, применяется стратегия управления взаимоотношениями с клиентами (CRM – Customer Relationship Management), включающая в себя технологии для организации, автоматизации и синхронизации бизнес-процессов торговой деятельности, маркетинга, обслуживания клиентов и технической поддержки [2]. Актуальность задачи разработки, адаптированной к данному сектору экономики,

решения для автоматизации процесса управления взаимоотношениями с клиентами следует из неспособности на текущем этапе развития российского рынка CRM систем удовлетворить потребности и ответить индивидуальным особенностям всех игроков индустрии интернет-торговли [6]:

стоимость требуемых клиентских лицензий существующих решений значительно превышает возможности бюджета на автоматизацию бизнес-процессов для большинства компаний сегмента рынка;

низкий уровень поддержки процесса отслеживания и автоматизации взаимоотношений с клиентами – юридическими лицами при доминирующей среди потенциальных потребителей CRM систем в индустрии B2B форме электронной торговли;

большинство решений не способно обеспечить взаимодействие между пространственно-разделенными частями организации и с удаленными сотрудниками, что особо критично для компаний с децентрализованной пространственной структурой;

сложность и трудоемкость внедрения дополнительной функциональности и модификации существующей, что приводит к сужению сферы применения продукта, либо к утрате особенности бизнес-процесса и потере конкурентных преимуществ пользователя системы.

На основе анализа требований потенциальных пользователей CRM системы в индустрии интернет-торговли можно выделить основные задачи, которые будет выполнять разработанное решение:

поиск потенциальных потребителей по параметрам наиболее прибыльных клиентов организации в процессе взаимодействия, продаж, реализации и проведения маркетинговых компаний;

реализация целевого маркетинга на web-сайте компании с учетом принадлежности индивидуального потребителя к сегменту клиентов и определения наиболее популярных товаров и услуг для данного сегмента;

удержание наиболее лояльных клиентов компании посредством их выявления и применения к ним методов поощрения;

расширение взаимодействий с клиентами при помощи web-интерфейса CRM в сочетании с инструментами обслуживания, предлагающими услуги специалистов по продажам и сервису;

стимулирование дальнейшего развития и сокращения расходов в области целевого маркетинга

и управления взаимоотношениями с клиентами.

В соответствии с назначением CRM системы можно сформулировать следующие основные принципы разработки ее архитектуры:

сбор и обработка полной информации о клиентах с использованием всех точек соприкосновения (телефонные звонки, электронная почта, регистрационные формы на web-сайте, продажи и реализация товаров и услуг);

поддержка сбора, обработки и анализа данных клиентов как физических, так и юридических лиц;

наличие единого хранилища данных клиентов, информации о взаимодействии с ними, ре-

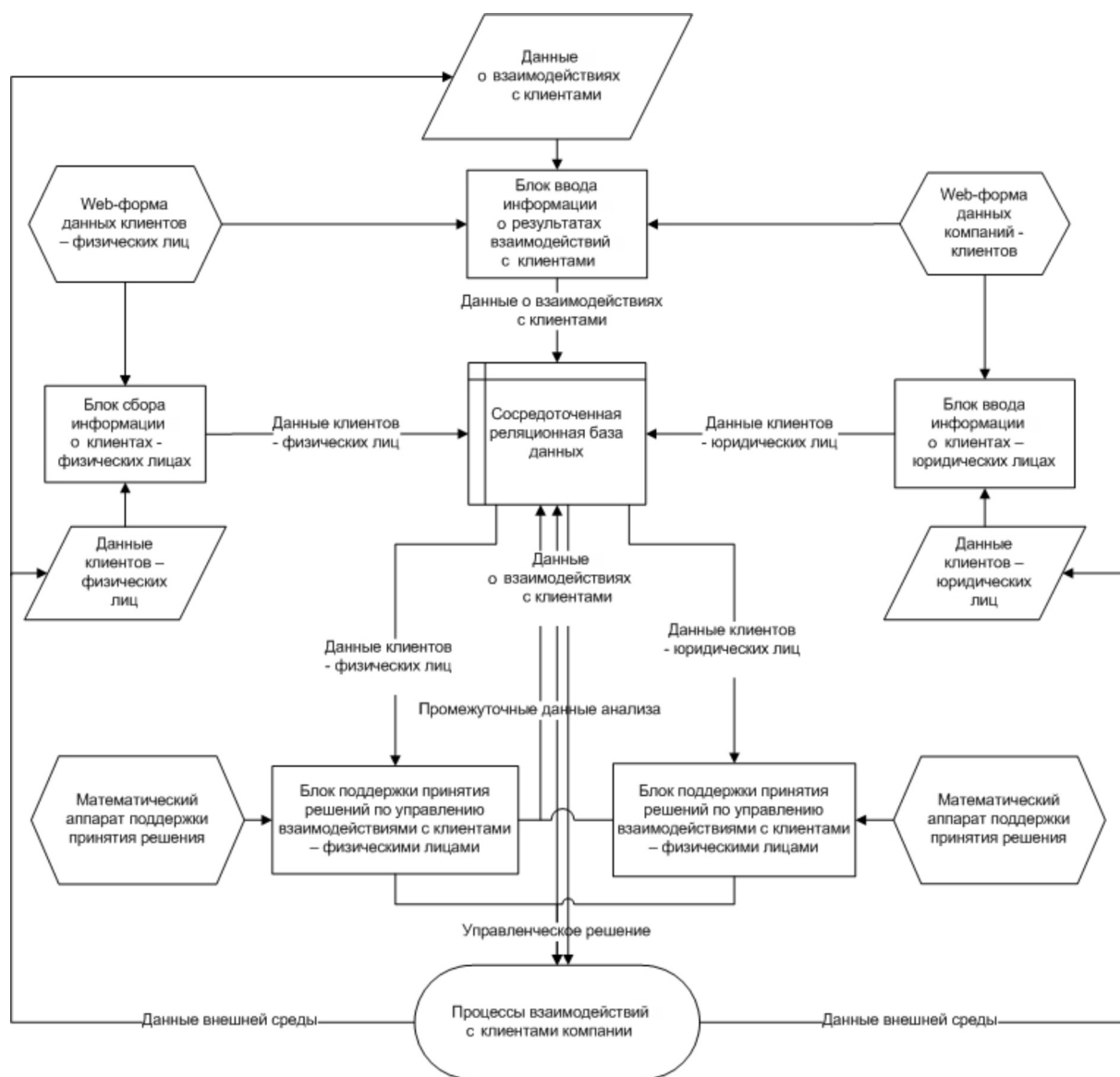


Рис. 1. Архитектура CRM системы в индустрии интернет-торговли



зультатов анализа данной информации, принятых управленческих решений;

глубокий анализ собранной информации о клиентах и подготовка данных для принятия управленческих решений.

С учетом сформулированных принципов построения разработана архитектура CRM системы для малого и среднего бизнеса индустрии интернет-торговли, представленная на рис. 1.

Фронтальный сегмент e-CRM системы представляет собой web-формы заполнения данных клиентов при первичной регистрации на веб-сайте компании, либо при формировании заказа на товар, и состоит из блока сбора информации о клиентах – физических лицах.

Операционный сегмент представляет собой web-формы данных о результатах взаимодействий с клиентами по всем точкам соприкосновения, данных финансовой отчетности клиентов – юридических лиц, сформированных авторизованными пользователями системы, а также данных управленческих решений, принятых по результатам анализа. Данный сегмент состоит из блоков ввода информации о клиентах – юридических лицах и ввода информации о результатах взаимодействий с клиентами.

Сегмент хранилища данных представляет

собой сосредоточенную реляционную базу данных под управлением клиент-серверной системы управления базами данных MySQL.

Сегмент системы бизнес-анализа и поддержки принятия решения представляет собой совокупность web-интегрированных скриптов, автоматизирующих процесс математического анализа клиентских данных и выработки на его основе управленческих решений по коррекции процессов взаимодействий с клиентами. В состав сегмента входят блоки поддержки решения по управлению взаимодействиями с клиентами – физическими лицами и клиентами – юридическими лицами.

Архитектура разработанного блока поддержки решения по управлению взаимодействиями с клиентами – физическими лицами представлена на рис. 2. В блоке формирования нечеткой информации клиентов с помощью математического аппарата нечеткой логики происходит фаззификация исходных потребительских данных [3]. В блоке прогнозирования финансовых потоков при взаимодействии с клиентами с помощью математического аппарата искусственных нейронных сетей производится расчет значений прибыли с клиента в прогнозном периоде [3]. На основе полученных значений финансовых потоков и данных клиентов в нечетком виде происходит сегментация потреби-

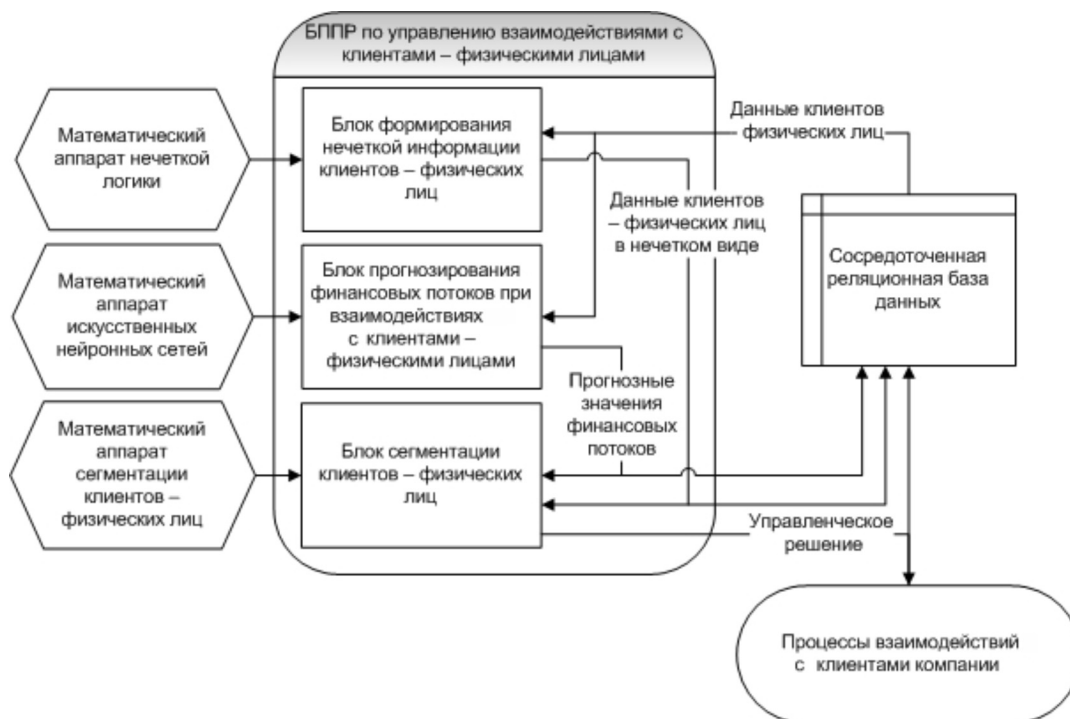


Рис. 2. Архитектура БППР по управлению взаимоотношениями с клиентами – физическими лицами

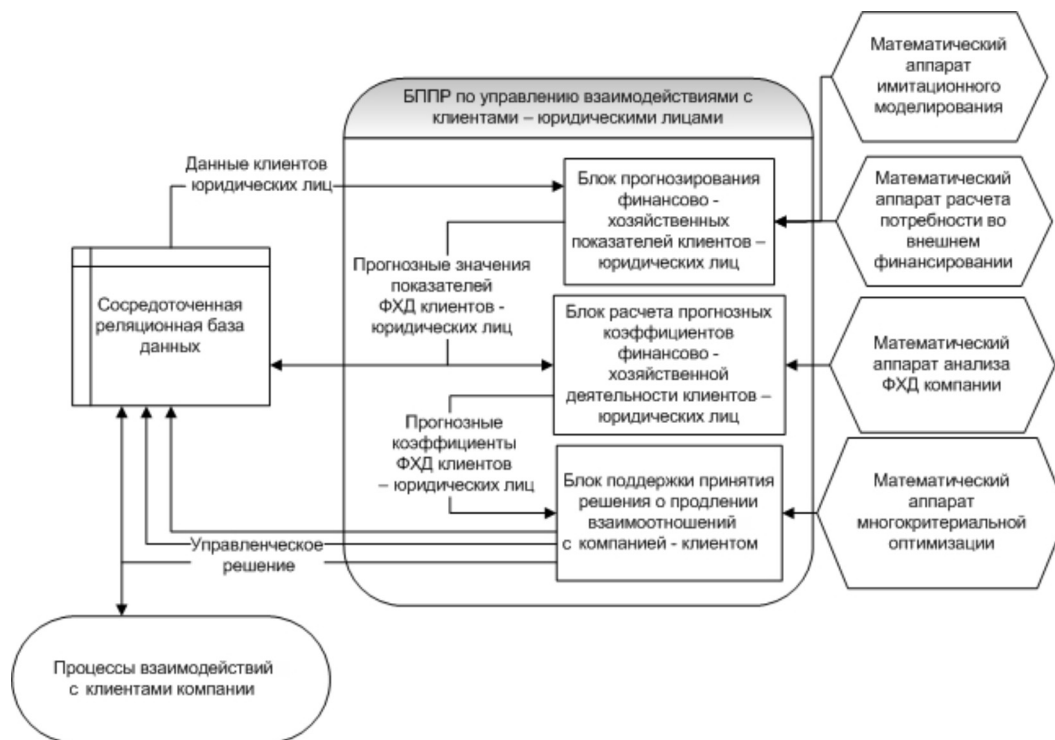


Рис. 3. Архитектура БППР по управлению взаимоотношениями с клиентами – юридическими лицами

телей компании и выработка по каждому клиенту, в зависимости от его принадлежности к определенному сегменту, управленческих решений:

применение методов поощрения к клиентам, входящим в сегмент наиболее прибыльных и лояльных потребителей компании;

рекомендации клиентам на **web-сайте** компании товаров и услуг, являющихся наиболее популярными в сегменте, к которому они принадлежат;

выделения сегментов потребителей для проведения маркетинговых компаний;

разработка продуктов и услуг, максимально удовлетворяющих потребностям клиентов.

Архитектура разработанного блока поддержки решения по управлению взаимодействиями с клиентами – физическими лицами представлена на рис. 3.

В блок прогнозирования ФХ показателей клиентов – юридических лиц на основе данных финансовой отчетности организаций и экспертных данных по кумулятивным экономическим коэффициентам с помощью математического аппарата имитационного моделирования и математического аппарата прогнозирования методом процента от продаж производится прогноз значений ста-

тей баланса компании и потребности во внешнем финансировании на прогнозный период [5]. На основе вычисленных значений с помощью математического аппарата анализа финансового состояния компании производится расчет прогнозных финансовых коэффициентов компании (коэффициентов ликвидности, платежеспособности, деловой активности) [4]. В БППР о продлении взаимоотношений с компанией-клиентом на основе прогнозных значений финансовых коэффициентов организации с помощью математического аппарата многокритериальной оптимизации осуществляется принятие управленческого решения о подписании договоров на поставку товаров и оказание услуг.

Апробация разработанных методов и алгоритмов, произведенная на конкретных примерах, показала, что применение созданной CRM системы в малых и средних компаниях индустрии интернет-торговли позволит, с учетом недостатков существующих решений, обеспечить автоматизацию оперативного управления процессом оказания услуг, повысить качество оказываемого сервиса и лояльность клиентов к компании в частности и к отрасли в целом, снизить риски потерь



иммобилизованных из хозяйственного оборота собственных оборотных средств в виде дебиторской задолженности клиентских компаний. Это даст возможность организациям сократить расхо-

ды в области целевого маркетинга и управления взаимоотношениями с клиентами, увеличить объем товарного и денежного оборота, а также повысить значение чистой прибыли компании.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Sommer, S.** Relationship management and customer states: Towards a model of multichannel integration for the electronic commerce [Электронный ресурс] / S. Sommer, A. Hilbert Andreas, Jührisch Martin // Online Proc. of Modeling Business Information Systems. –2010. –P. 164–174.
2. **Hilbert, A.** Customer-Value-Based Revenue Management [Электронный ресурс] / A. Hilbert, V. Martens, Tobias // J. of Revenue & Pricing Management, advance online publication. –2009.
3. **Hilbert, A.** Customer data sources and analytical results in Customer Relationship Management [Текст] / A. Hilbert, D.R. Bogdanova, M.N. Kharisov // Proc. of the 4th Russian-German Workshop «Innovation Information Technologies: Theory and Practice». –Ufa, 2011.
4. **Шеремет, А.Д.** Методика финансового анализа деятельности коммерческих организаций [Текст] / А.Д. Шеремет, Е.В. Негашев. –М.: Экономика, 2008. –371 с.
5. **Соколов, Е.В.** Управление финансами наукоемких предприятий: Учебник [Текст] / Е.В. Соколов, К.Д. Гайворонская, А.В. Пилюгина [и др.]; Под ред. Е.В. Соколова. –М.: Изд-во МГТУ им. Н.Э. Баумана, 2008. – 523 с.
6. Результаты исследований [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.index-crm.ru>

УДК 519.854.2

А.С. Филиппова, С.В. Телицкий

КОМПЛЕКСНЫЙ ПОДХОД К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧИ ПОКРЫТИЯ ОБЛАСТИ ЗАГОТОВКАМИ НЕОПРЕДЕЛЕННЫХ РАЗМЕРОВ

В различных областях жизнедеятельности возникают ситуации, когда необходимо покрыть заданную геометрическую область объектами меньшего размера так, чтобы была покрыта вся область. Эта задача является частным случаем NP-трудного класса задач «раскроя и упаковки» [1]. Сложность подобных задач экспоненциально увеличивается с увеличением размерности [2]. Задачи геометрического покрытия встречаются при проектировании и размещении систем воздушного и космического наблюдения, систем безопасности, в агротехнических системах.

Задача покрытия ортогонального полигона минимальным количеством прямоугольников получила название «Irreducible Covering Problem». Y. Cheng, S.S. Iyengar и R.L. Kashyap показали, что эта задача имеет практическое применение в процессе сжатия изображений и в печати интегральных схем [3] и др. Впервые W.J. Masek доказал, что задача является NP-полной [4]. Качество решения оценивается фактором аппроксимации. Фактор аппроксимации для этой задачи

покрытия представляет собой отношение количества прямоугольников в решении алгоритма к количеству прямоугольников в оптимальном решении. Фактор аппроксимации задачи покрытия полигона – $O(\log n)$, где n – число вертикальных или горизонтальных ребер многоугольника, стал известен благодаря D.S. Johnson и L. Lovasz, использовавшим «жадную» схему [5]. Таким образом, этот фактор аппроксимации считался лучшим до настоящего времени. D.S. Franzblau ввел дополнительные ограничения [6]: если многоугольник M не имеет отверстий, то фактор аппроксимации равен двум; если M вертикально выпуклый, то точное решение можно найти алгоритмом полиномиальной сложности. В обоих случаях существование отверстий невозможно. J. Gudmundsson и C. Levcoroulos описывают алгоритм решения задачи покрытия прямоугольниками, работающий за время $O(n \log n)$ [7, 8].

В данной статье рассматривается проблема, встречающаяся в строительной индустрии. Это задача покрытия заданной геометрической обла-

сти материалом, размеры которого (или один из размеров) меньше размеров (или одного из размеров) покрываемых областей – покрытие полов линолеумом, ДВП и другими материалами. Допускается покрытие областей отдельными кусками материала (заготовками), но накладывается ограничение на максимально допустимое количество заготовок, покрывающих область. В этом случае требуется найти план покрытия многосвязных ортогональных областей прямоугольными заготовками, нарезаемыми из исходного материала, минимизирующий суммарный расход материала. Основные трудности при решении этой задачи связаны с неопределенностью размеров и многокритериальностью общей постановки задачи.

Для решения подобных *NP*-трудных задач актуальна разработка новых подходов к решению задач раскрой и геометрического покрытия области с использованием быстрых эвристических и метаэвристических алгоритмов.

В статье предлагается комплексный подход построения рационального геометрического покрытия ортогонального многоугольника прямоугольниками неопределенного размера. Данный подход состоит из взаимосвязанных задач:

построение плана покрытия ортогонального многоугольника прямоугольными заготовками произвольных размеров, удовлетворяющих технологическим условиям;

построение плана раскроя заданного материала на прямоугольные заготовки, минимизирующего затраты исходного материала.

Постановка подзадач комплексного решения

Комплексная задача сводится к определению плана покрытия заданного ортогонального многоугольника прямоугольными заготовками, вырезаемыми из исходного материала (рулонов или листов) и минимизирующими при этом его расход. На начальном этапе заданный ортогональный многоугольник разбивают на прямоугольные области, для которых затем определяют план покрытия и размеры прямоугольных заготовок. Последний этап – это рациональный раскрой материала на покрывающие прямоугольные заготовки. На рис. 1 изображены основные этапы решения задачи покрытия ортогонального многоугольника.

Этап I – задана конфигурация ортогонального многоугольника M .

Этап II – разбиение ортогонального многоугольника M на прямоугольные области p_1, p_2, p_3, p_4 , с размерами $D_k \times S_k, k = 1, 2, 3, 4$. Целесообразно исследовать различные разбиения M . Это можно осуществить, используя, например, эволюционную стратегию.

Этапы III, IV – определение плана покрытия каждой прямоугольной области p_k прямоугольными заготовками $i_{i(k)}$ и их размеров $d_i \times s_i, i = \overline{1, 6}$. Здесь необходимо учитывать технологические ограничения, такие, как максимально допустимое количество заготовок, покрывающих область, размеры материала (рулон, листы) из которого будут раскраиваться эти заготовки. Кроме того, можно использовать деловые отходы (остатки от

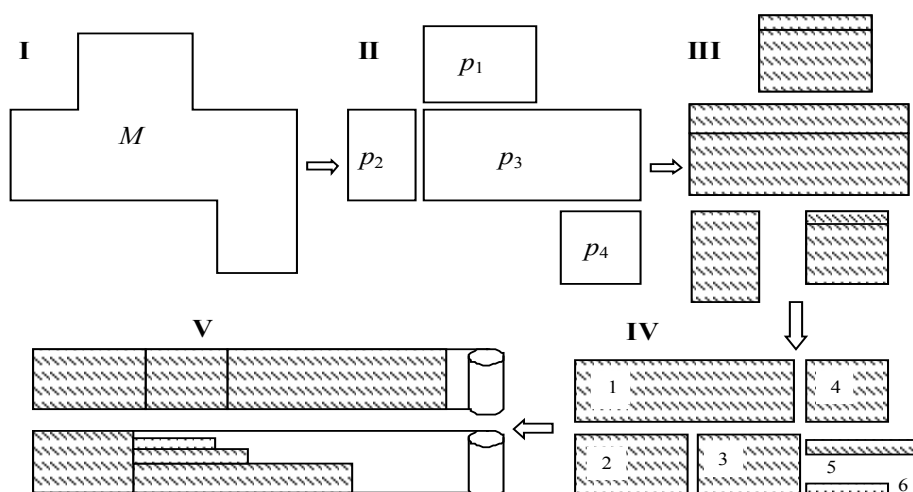


Рис. 1. Этапы решения задачи покрытия ортогонального многоугольника прямоугольными заготовками неопределенного размера



предыдущих покрытий и раскроев) в качестве покрывающих прямоугольных заготовок.

Этап V – определение плана раскроя исходного материала (рулонов) размера $D^* \times S^*$ на прямоугольные заготовки, определенные на этапах III и IV.

Таким образом, при решении задачи построения плана покрытия ортогонального многоугольника выделим следующие подзадачи.

Задача разбиения. Наиболее общей задачей разбиения является задача о минимальном покрытии множества, при этом все остальные задачи являются подклассами этих задач. Специфика конкретных задач состоит в структуре покрывающих и покрываемых множеств, а также в выборе критериев оптимизации. Задача минимального покрытия множества является NP-трудной, как и большинство других представителей задач покрытия.

Необходимо покрыть ортогональный многоугольник (ОМ) прямоугольниками так, чтобы их число было минимальным. Размеры прямоугольников задаются алгоритмом произвольно исходя из условия непересечения прямоугольника с ОМ.

Приведем формальную постановку задачи построения плана покрытия области ортогонального многоугольника. Дан ортогональный многоугольник M . Требуется найти множество $P = \{p_1, p_2, \dots, p_q\}$ минимальной мощности, состоящее из прямоугольников $p_k = \langle x_k, y_k, D_k, S_k \rangle$, $k = 1, 2, \dots, q$, где (x_k, y_k) – координаты нижнего-левого угла прямоугольника; D_k – его ширина, а S_k – длина, удовлетворяющие следующим условиям:

$$\begin{aligned} p_k &\subseteq P, \\ \bigcup_{k=1}^q p_k &= M. \end{aligned} \quad (1)$$

План покрытия P состоит из совокупности карт покрытия p_k , отвечающих покрытию k -й области. Для каждой области известна величина T_k – максимально допустимое количество заготовок, покрывающих область. Считается, что каждая область покрывается либо вертикальными, либо горизонтальными заготовками. Каждая карта k характеризуется числом $m(k)$, показывающим направление покрытия, и кортежем

$$i_{1(k)}, i_{2(k)}, i_{1(k)}, \dots, i_{i(k)}, \dots, i_{m(k)}, \quad (2)$$

где $i_{i(k)}$ – номер заготовки, покрывающей область.

При этом заготовки должны удовлетворять следующим условиям:

$$s_i \leq S^* \vee s_i \leq D^* \text{ и } d_i \leq S^* \vee d_i \leq D^*, \quad (3)$$

$$m(k) < T_k, \quad (4)$$

где S^*, D^* – ширина и длина исходного материала.

Существует множество Π различных планов P покрытий заданных областей, удовлетворяющих условиям (3) и (4).

Каждому плану покрытия $P \in \Pi$ соответствует набор заготовок с размерами $d_i \times s_i$ и количеством b_i , $i = 1, 2, \dots, m$.

Задача покрытия. При заданных исходных данных определить план покрытия $P \in \Pi$ и соответствующие этому плану заготовки, удовлетворяющие условиям (3) и (4), которые минимизируют расход исходного материала при раскрое его на эти заготовки (т. е. при решении задачи раскроя):

$$\mu(X, P) = \min_{P \in \Pi} \mu(X).$$

Задача раскроя. В задачах планирования оптимального раскроя обязательным условием для единичного и мелкосерийного производства является целочисленность раскройного плана. В массовом производстве в силу цикличности его характера этим требованием удастся пренебречь. Задача раскроя с неопределенными размерами заготовок сводится к следующей математической модели.

Заданы габариты раскраиваемого материала (W_k – ширина листа; L_k – длина листа) и размеры заготовок d_i, s_i, b_i , которые необходимо из него раскроить, где $d = (d_1, d_2, \dots, d_i, \dots, d_m)$; d_i – ширина заготовки, $i = 1, \dots, m$; $s = (s_1, s_2, \dots, s_i, \dots, s_m)$; s_i – длина заготовки, $i = 1, \dots, m$; $b = (b_1, b_2, \dots, b_i, \dots, b_m)$; b_i – количество заготовок типа i , $i = 1, \dots, m$.

Требуется составить наиболее экономичный план раскроя, с минимальным количеством используемых листов. Каждому раскрою r сопоставим вектор $\alpha(r) = (a_1(r), a_2(r), \dots, a_i(r), \dots, a_m(r))$, компоненты $a_i(r)$ которого указывают количество деталей i -го вида, получаемых при реализации раскроя.

Раскрой будем называть *реализуемым*, если выдержаны размеры и технологические параметры для всех получаемых заготовок. Реализуемый раскрой назовем *допустимым* в задаче целочисленного раскроя, если для него выполняется условие $\alpha_i(r) \leq b_i$, $i \in I = \{1, 2, \dots, m\}$.

При заданных исходных данных для рассматриваемой задачи требуется найти совокупность раскроев $r_1, r_2, \dots, r_j, \dots, r_n$ и неотрицательный век-

тор $x = (x_1, x_2, \dots, x_n)$ с целочисленными компонентами $x_j, j = 1, \dots, n$, удовлетворяющими условиям

$$\sum_{j=1}^n a_i(r_i)x_j = b_i, \quad i \in I$$

и минимизирующими функцию

$$\mu(x) = \sum_{j=1}^n x_j.$$

Рассматриваемая задача раскроа сводится к известной целочисленной модели задачи 2DBP (2-Dimensional Bin Packing – задача двумерного раскроа-упаковки) [9], для которой разработаны эффективные эвристические и метаэвристические методы решения [10].

Гибридный алгоритм решения комплексной задачи покрытия области заготовками неопределенных размеров

Пусть P – множество прямоугольников размерами $D_k \times S_k$ и количеством $U_k, k \in P$; Π – множество заготовок, покрывающих заданные прямоугольники (или часть прямоугольников); I_2 – множество прямоугольников, для которых не определены заготовки, покрывающие их. Материал, используемый для покрытия заданных прямоугольников, имеет размеры $d_i \times s_i$ и количество $b_i, i \in I$.

Алгоритм решения данной задачи, приведенный ниже, представляет собой итерационный процесс с уточнением оценок и эволюционными изменениями, направленными на локальный поиск оптимального решения, на каждом шаге которого определяются по некоторому правилу (процедуры 2, 6, см. рис. 1) допустимые размеры заготовок и осуществляется их раскрой с помощью алгоритма построения плана раскроа.

Рассмотрим основные процедуры алгоритма.

1. Подготовительная процедура анализа исходной информации, проверка корректности исходных данных.

2. Разбиение на области $P = \{p_1, p_2, \dots, p_q\}$ исходя из размеров и конфигурации заданного ортогонального многоугольника M . На этом этапе используется эволюционный алгоритм (1 + 1) декомпозиции, описанный в [9]. На каждом следующем шаге которого проводятся небольшие изменения текущего плана разбиения, что позволяет проводить поиск локального лучшего решения в окрестности.

3. Использование стратегии «максимально подходящий». Определение для $p_k = \langle D_k, S_k \rangle, k = 1,$

2, ..., q , плана покрытия Q : размеры заготовок $d^k = (d_1, d_2, \dots, d_p, \dots, d_m), s^k = (s_1, s_2, \dots, s_p, \dots, s_m), i = 1, \dots, m$, координаты нижнего левого угла $x^k = (x_1, x_2, \dots, x_m), y^k = (y_1, y_2, \dots, y_m)$ и множества всех заготовок со своими размерами $DS = \bigcup_{k=1}^q \langle d^k; s^k \rangle$.

4. Раскрой исходного материала размера $D^* \times S^*$ на заготовки $\langle d^k, s^k \rangle, k = 1, 2, \dots, q$. Определение плана раскроа $R(P)$. Для этого целесообразно использовать эффективный многопроходный алгоритм последовательного уточнения оценок [13].

5. Вычисление $\mu(X, P)$ – требуемого исходного материала для раскроа на заготовки DS по плану $R(P)$.

6. Сравнение $\mu(X, P)$ с рекордным значением Rec . Минимум – новый рекорд. Пока не выполнен критерий останова: «количество итераций I^* », «время расчетов $t_{\max}$ » или «нет улучшения рекорда на последних итерациях» – переход на процедуру 2 и получение нового плана разбиения P . Иначе – переход на 7.

7. Вывод плана раскроа $R(P)$, плана покрытия Q , информации о деловых остатках O , получаемых при раскroe исходного материала по плану $R(P)$.

Укрупненная блок-схема алгоритма приведена на рис. 2.

Модуль управления для решения комплексной задачи покрытия области с неопределенными размерами заготовок

Таким образом, схему решения комплексной задачи покрытия области с неопределенными размерами заготовок можно представить в виде модуля управления (рис. 3).

Данные о заготовках содержатся в базе данных (БД). При проведении анализа первого этапа выбирается вид решаемой задачи: задача раскроа, покрытия, разбиения или комплексная задача, включающая поиск плана покрытия и раскроа.

В результате следующего анализа (Анализ 2) производится выбор метода решения задачи. Это может быть однопроходный алгоритм «первый подходящий», метод последовательного уточнения оценок (SVC) [11], эволюционный [12] или гибридный алгоритм. Последние два алгоритма базируются на методе SVC. Проводимый анализ основан на оценке требований, предъявляемых к результирующим планам, включающих быстроту получения решения, точность решения и др.

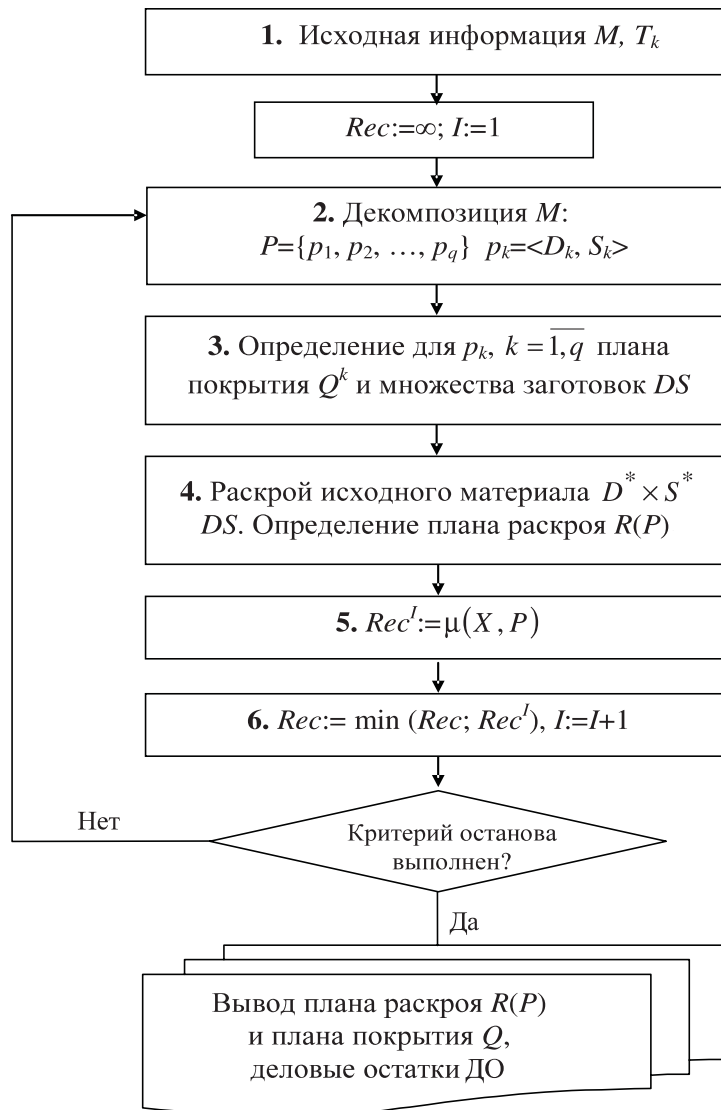


Рис. 2. Блок-схема алгоритма построения плана покрытия

Последний анализ (Анализ 3) производится на основе полученных планов решений, здесь же оцениваются деловые остатки, которые при раскрое листового материала на заготовки используются при решении следующей задачи покрытия. Карты планов покрытия, раскроя, информация о деловых остатках поступают в базу данных для использования в будущем, например при решении следующей задачи.

Задача максимального покрытия двумерных листов прямоугольными элементами. Имеются прямоугольные листы заданной ширины D и длины S и набор из m прямоугольных предметов заданных размеров (d_i, s_i) , $i = 1, \dots, m$, где d_i – ширина; s_i – длина стороны. Введем пря-

моугольную систему координат: оси Ox и Oy совпадают соответственно с нижней и боковой сторонами полосы. Положение каждого прямоугольника R_i зададим координатами (x_i, y_i) его левого нижнего угла. Требуется найти максимальное количество полностью покрытых листов. При этом любая точка на листе принадлежит одному или нескольким прямоугольникам, покрывающим лист. Для любой точки (x, y) найдется прямоугольник $R(x_i, y_i)$, $i = 1, m$, у которого $x_i \leq x \leq x_i + s_i$ и $y_i \leq y \leq y_i + d_i$. Требуется найти план максимального количества полностью покрытых листов.

Решение этой задачи может представлять самостоятельный интерес или использоваться при покрытии остатками прямоугольной области,

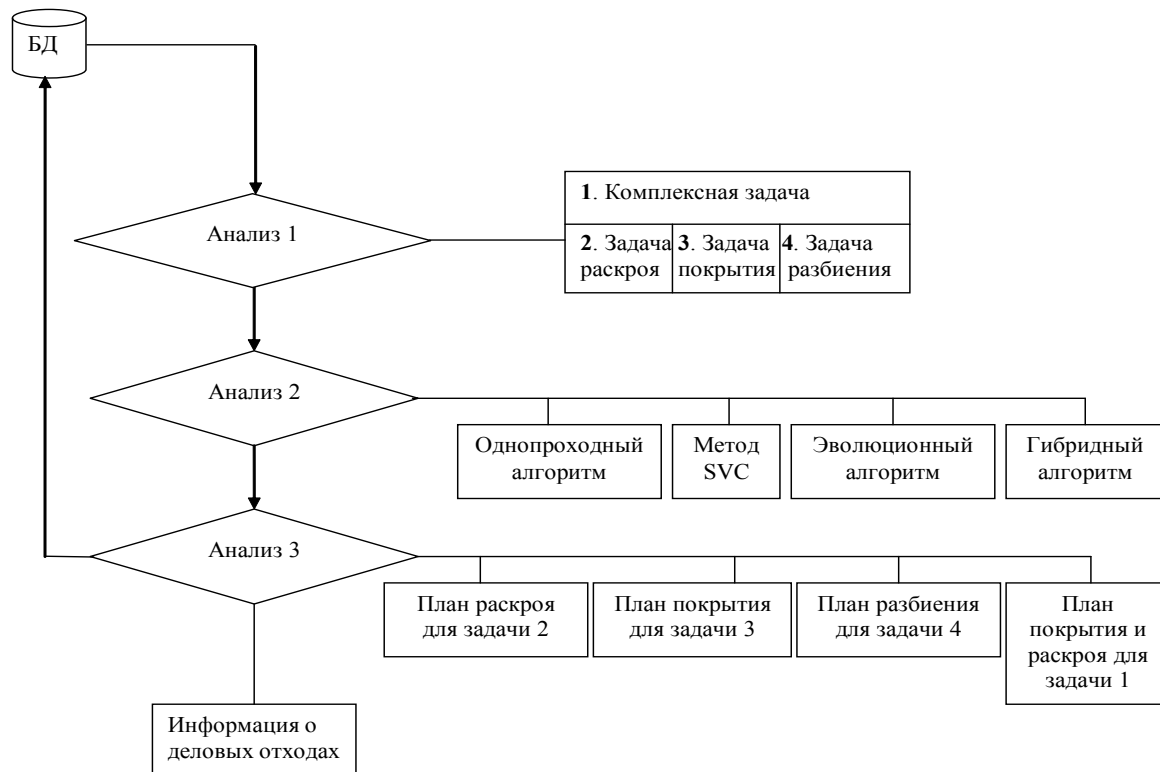


Рис. 3. Схема модуля управления для комплексной задачи покрытия области с неопределенными размерами заготовок

выделенной из ортогонального многоугольника. Для решения разработаны методы: первый подходящий с упорядочиванием, эволюционный алгоритм, метод последовательного уточнения оценок [13].

Рассмотрена комплексная задача построения рационального геометрического покрытия ортогонального многоугольника прямоугольными заготовками, вырезаемыми из исходного мате-

риала и минимизирующими его расход. Показана декомпозиция исходной задачи на задачу разбиения многоугольника на прямоугольные области, задачу определения плана покрытия и размеров прямоугольных заготовок, а также задачу рационального раскроя материала на покрывающие прямоугольные заготовки. Показана связь между задачами.

Работа выполнена при поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, проект №12-07-00631.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Канторович, Л.В. Рациональный раскрой промышленных материалов [Текст] / Л.В. Канторович, В.А. Залгаллер. –СПб.: Невский Диалект, 2012. –304 с.
2. Фроловский, В.Д. Приближенные методы решения NP-трудных задач в системах автоматизации проектирования / В.Д. Фроловский. –Новосибирск: НГТУ, 2006. –100 с.
3. Cheng, Y. A new method for image compression using irreducible covers of maximal rectangles [Text] / Y. Cheng, S.S. Iyengar, R.L. Kashyap // IEEE transactions on software engineering. –1988. –Vol. 14. –№5. –P. 651–658.
4. Masek, W.J. Some NP-complete set covering problems [Text] / W.J. Masek // Manuscript. MIT, 1977.
5. Johnson, D.S. Approximation algorithms for com-

binatorial problems [Text] / J. of Computing and systems sciences. –1974. –№ 9. –P. 256–278.

6. Franzblau, D.S. An algorithm for constructing regions with rectangles [Text] / D.S. Franzblau, D.J. Kleitman // Information and control. –1984. –№ 63. –P. 164–189.

7. Gudmundsson, J. Close approximations of minimum rectangular coverings [Text] / J. Gudmundsson, C. Levcopoulos // FST&TCS'96. LNCS. –1996. –Vol. 1180. –P. 135–146.

8. Gudmundsson, J. Lower bounds for approximate polygon decomposition and minimum gap [Text] / J. Gudmundsson, C. Levcopoulos // Information Processing Letters. –2002. –Vol. 81. –Iss. 3. –P. 137–141.



9. **Мухачева, Э.А.** Проектирование размещения ортогональных объектов на полигонах с препятствиями [Текст] / Э.А. Мухачева, Ю.И. Валиахметова, Э.И. Хасанова, С.В. Телицкий // Информационные технологии. –2010. –№ 10. –С. 16–22.

10. **Мухачева, А.С.** Задачи двумерной упаковки в контейнеры: новые подходы к разработке методов локального поиска оптимума [Текст] / А.С. Мухачева, А.Ф. Валеева, В.М. Картак. –М.: Изд-во МАИ, 2004. –192 с.

11. **Мухачева, Э.А.** Метод последовательного уточнения оценок: алгоритм и численный эксперимент для задачи одномерного раскроя [Текст] / Э.А. Мухачева, А.С. Мухачева, Г.Н. Белов // Информационные технологии. –2000. –№2. –С. 13–18.

12. **Филиппова, А.С.** Моделирование эволюционных алгоритмов решения задач прямоугольной упаковки на базе технологии блочных структур [Текст] / А.С. Филиппова // Информационные технологии. –2006. –№6. –36 с.

13. **Филиппова, А.С.** Некоторые способы кодирования решений комбинаторных задач в эволюционных методах [Текст] / А.С. Филиппова, М.А. Ильина, Д.М. Нуртдинова [и др.] // Межвуз. науч. сб.: Принятие решений в условиях неопределенности. –Уфа: Изд-во Уфимск. гос. авиац. техн. ун-та, 2011. –С. 74–77.

УДК 681.5

А.Л. Ляшенко

РАЗРАБОТКА НОМОГРАММ ДЛЯ РАСЧЕТА НАСТРОЕК РАСПРЕДЕЛЕННОГО ПИД-РЕГУЛЯТОРА

Номографические методы занимают большое место в практике инженерно-технических расчетов. Являясь очень удобным счетным инструментом для вычисления по готовым формулам, номограммы позволяют значительно сократить время расчетов и быстро решить нужную задачу с достаточной для практики точностью. Основным достоинством номограмм как вычислительного аппарата является быстрота вычислений по ним.

Номограммы широко используются для определения настроек цифровых и аналоговых регуляторов в технических системах, реализующих типовые алгоритмы управления [1]. В отличие, например, от формульного метода, метод расчета по номограммам позволяет более точно определить настройки регулятора, т. к. учитывает наличие нелинейной зависимости между параметрами настройки регулятора и величиной отношения времени запаздывания и постоянной времени объекта.

В связи с интенсивным развитием теории систем с распределенными параметрами возникает потребность в разработке методов анализа систем этого класса и синтеза распределенных регуляторов.

В настоящее время известны следующие направления в решении проблемы синтеза регуляторов для распределенных систем:

- 1) аналитическое конструирование оптимальных регуляторов;
- 2) частотный метод синтеза;
- 3) параметрический синтез регуляторов.

Указанные методы позволяют с высокой точностью определить параметры распределенных регуляторов, но являются достаточно трудоемкими. Наличие номограмм позволит ускорить и упростить процедуру расчета настроек распределенных регуляторов.

Существующие номограммы для расчета настроек сосредоточенных регуляторов не позволяют решить данную задачу, т. к. не дают возможности расчета ряда параметров входящих в состав передаточных функций распределенных регуляторов. В связи с этим возникает потребность в разработке принципиально новых номограмм для систем с распределенными параметрами.

Постановка задачи

Рассмотрим процедуру построения номограмм для системы управления температурным полем объекта, представленного на рис. 1.

Математическая модель имеет вид:

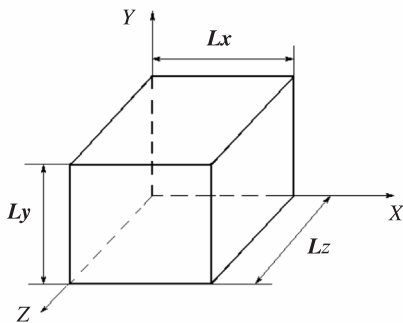


Рис. 1. Объект управления

$$\frac{\partial Q(x, y, z, t)}{\partial t} = a^2 \left(\frac{\partial^2 Q(x, y, z, t)}{\partial x^2} + \frac{\partial^2 Q(x, y, z, t)}{\partial y^2} + \frac{\partial^2 Q(x, y, z, t)}{\partial z^2} \right), \quad (1)$$

$$0 < x < L_x, 0 < y < L_y, 0 < z < L_z.$$

Граничные и начальные условия задаются следующими соотношениями:

$$Q(x, 0, z, \tau) = Q(x, L_y, z, \tau) = 0, \quad (2)$$

$$\frac{\partial Q(0, y, z, \tau)}{\partial x} = \frac{\partial Q(L_x, y, z, \tau)}{\partial x} = 0,$$

$$Q(x, y, L_z, \tau) = U(x, y, \tau), \quad (3)$$

$$\frac{\partial Q(x, y, 0, \tau)}{\partial z} = 0, \quad (4)$$

$$Q(x, y, z, 0) = 0. \quad (5)$$

Произведем построение номограммы для синтеза распределенного ПИД-регулятора, входящего в состав системы управления температурным полем объекта, структурная схема, которой изображена на рис. 2.

Передаточная функция синтезируемого регулятора согласно [3] имеет вид:

$$W(x, y, p) = E_1 \cdot \left[\frac{n_1 - 1}{n_1} - \frac{1}{n_1} \nabla^2 \right] + E_4 \cdot \left[\frac{n_4 - 1}{n_4} - \frac{1}{n_4} \nabla^2 \right] \cdot \frac{1}{p} + E_2 \cdot \left[\frac{n_2 - 1}{n_2} - \frac{1}{n_2} \nabla^2 \right] \cdot p, \quad (6)$$

где E_1, E_4, E_2 – коэффициенты усиления распределенных звеньев; $\nabla^2 = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$ – лапласиан; n_1, n_2, n_4 – весовые коэффициенты.

Разработка номограмм

Математическая модель объекта описывается системой дифференциальных уравнений в частных производных. Передаточные функции таких объектов управления могут быть представлены в виде параллельного соединения бесконечного числа типовых апериодических звеньев первого порядка по каждой пространственной моде [4]. Из источников [3, 4] известно, что для теплового объекта управления передаточная функция по каждой моде входного воздействия может быть записана в виде:

$$W_\eta(p) = \frac{K_\eta}{T_\eta \cdot p + 1} \cdot e^{-\tau_\eta \cdot p}, \quad (\eta = 1, 2, \dots), \quad (7)$$

где η – порядковый номер моды.

Значения параметров $K_\eta, T_\eta, \tau_\eta$ определяются по результатам численного моделирования.

Для этого на вход системы подадим входное воздействие вида

$$U(x, y, \tau) = C_{\eta, \gamma}(s) \sin(\Psi_\eta x) \cdot \sin(\bar{\Psi}_\gamma y), \quad (8)$$

где $C_{\eta, \gamma} = q$; $\Psi_\eta = \frac{\pi \cdot \eta}{x_l}$; $\bar{\Psi}_\gamma = \frac{\pi \cdot \gamma}{r_l}$.

В соответствии с выражением (8) сформировано распределенное входное воздействие для $\eta = 1, \gamma = 1$ и $\eta = 3, \gamma = 3$ по методике, представленной в [3]. В результате численного моделирования, проведенного с помощью специально разработанного для этого программного обеспечения, получены значения выходных сигналов в контрольных точках, по которым построены графики распределенных выходных сигналов (рис. 3).

По результатам численного моделирования определим значения параметров $K_\eta, T_\eta, \tau_\eta$ для 700 контрольных точек, находящихся внутри объекта. Результаты расчетов параметров передаточной функции (7) для первой и третьей пространственной моды для двух произвольно выбранных точек представлены в табл. 1. Данные для остальных

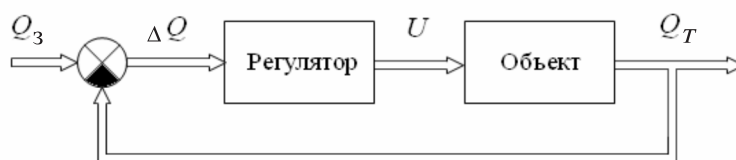


Рис. 2. Структурная схема системы управления

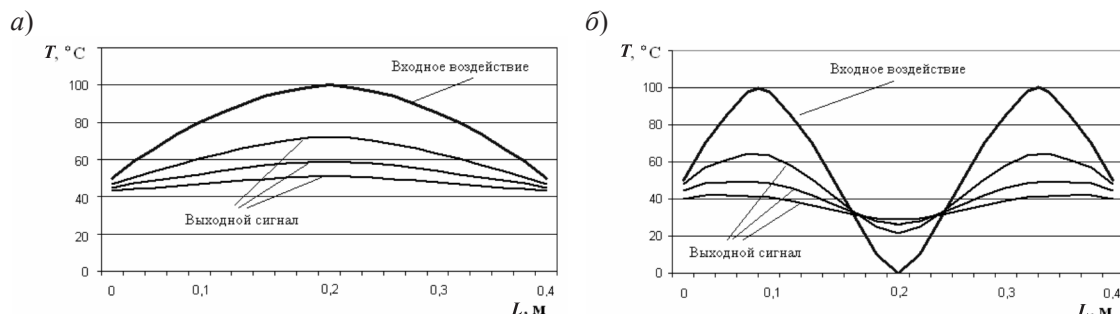


Рис. 3. График функций входа и выхода в контрольных точках:
а – при $\eta = 1, \gamma = 1$; б – при $\eta = 3, \gamma = 3$

ных точек не представлены в виду громоздкости их записи.

Используя полученные результаты произведем расчет настроек распределенного ПИД-регулятора с применением методики, представленной в [3] для каждой контрольной точки. В табл. 2 представлены рассчитанные параметры распределенного ПИД-регулятора для двух ранее выбранных точек

Для контрольной точки 1 передаточная функция распределенного ПИД-регулятора (6) примет следующий вид:

$$W(x, y, p) = 10,91549 \times \left[\frac{1395,65 - 1}{1395,65} - \frac{1}{1395,65} \nabla^2 \right] + 0,0076 \times \left[\frac{168020 - 1}{168020} - \frac{1}{168020} \nabla^2 \right] \cdot \frac{1}{p} + 127[1 - 0 \cdot \nabla^2] \cdot p. \quad (9)$$

Аналогично произведем расчеты для всех контрольных точек. Используя полученные данные, произведем расчеты следующих параметров:

$$T_c = \tau_\eta / T_\eta \text{ — относительное время запаздывания;} \quad (10)$$

$$K_c = E_1 \cdot K_\eta \text{ — общий коэффициент передачи системы;} \quad (11)$$

$$V_c = E_4 / \tau_\eta \text{ — относительное время изодрома;} \quad (12)$$

$$D_c = E_2 / \tau_\eta \text{ — относительное время предварения;} \quad (13)$$

$$K_1 = n_1 / \tau_\eta \text{ — относительный весовой коэффициент } n_1; \quad (14)$$

$$K_4 = n_4 / \tau_\eta \text{ — относительный весовой коэффициент } n_4. \quad (15)$$

Таблица 1

Выходные значения в контрольных точках

Параметры	Контрольная точка 1		Контрольная точка 2	
	$\eta = 1 \quad \gamma = 1$	$\eta = 3 \quad \gamma = 3$	$\eta = 1 \quad \gamma = 1$	$\eta = 3 \quad \gamma = 3$
K_η	0,284	0,214	0,2	0,147
T_η	1427	1415	1800	1787
τ_η	271	270	720	718

Таблица 2

Параметры распределенного ПИД-регулятора

Параметры	Контрольная точка 1	Контрольная точка 2
E_1	10,91549	4,89332
E_4	0,0076	0,003088
E_2	127	306,648
n_1	1626,65	1446,6
n_4	298100	176922,9

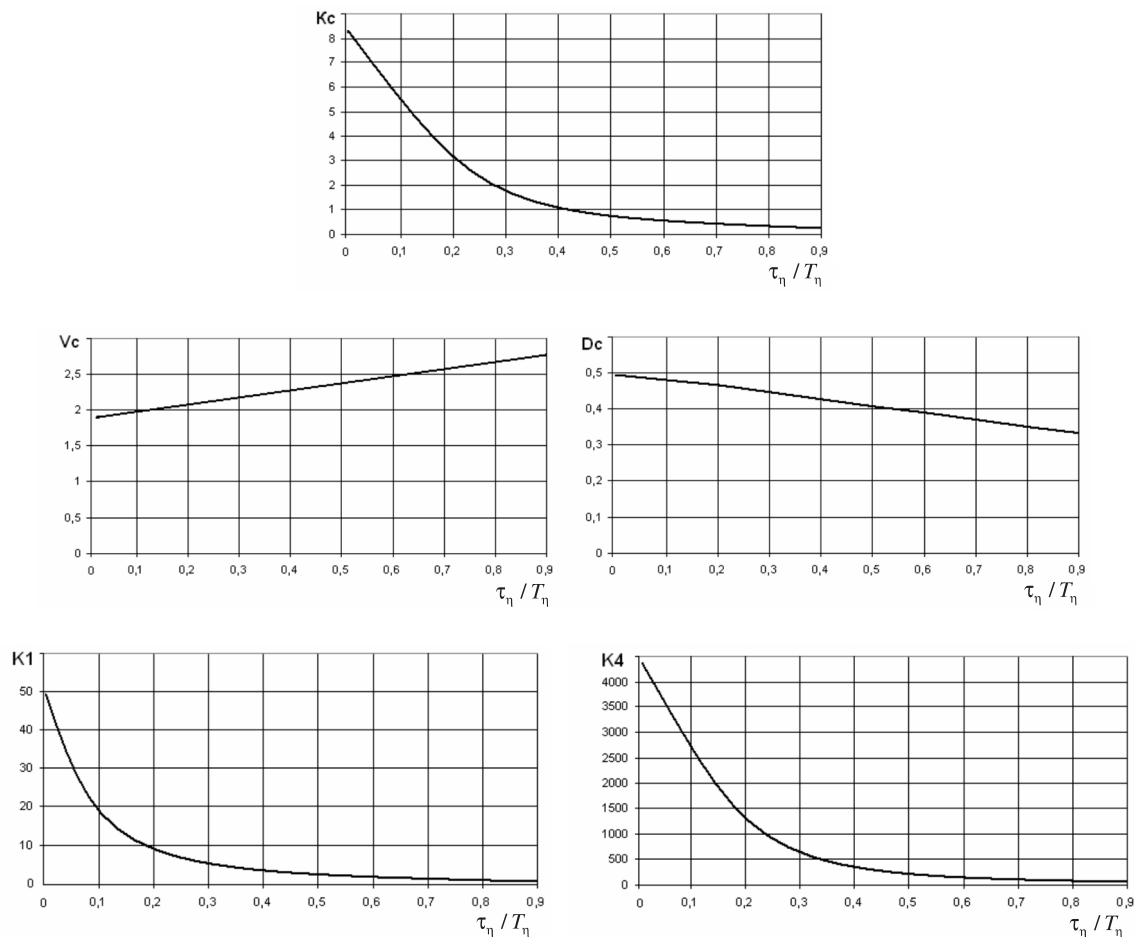


Рис. 4. Номограммы

По результатам расчетов строим номограммы (рис. 4).

Применение номограмм

Порядок применения номограммы заключается в следующем:

1) по результатам численного моделирования определяются значения параметров K_n, T_n, τ_n объекта управления;

2) по относительному времени запаздывания $T_c = \tau_n / T_n$ из номограмм определяются величины K_c, V_c, D_c, K_1, K_4 ;

3) определяются коэффициенты усиления E_1, E_4, E_2 и весовые коэффициенты n_1 и n_4 с помощью выражений (10)–(15).

Полученные номограммы применены для

определения настроек распределенного ПИД-регулятора системы управления температурными полями защитного термокожуха для видеокamеры охранного телевидения, полная математическая модель рассматриваемого объекта управления представлена в [5]. Как показали результаты синтеза, настройки распределенного регулятора совпадают с настройками, рассчитанными с помощью методики, представленной в [3].

На основании изложенного можно сделать вывод, что полученные номограммы могут использоваться для определения настроек распределенных ПИД-регуляторов, входящих в состав систем с распределенными параметрами заданной структуры.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Черныш, П.И. Локальные системы управления. Ч. 1. Регуляторы: Учеб. пособие [Текст] / П.И. Черныш. – Таганрог: Изд-во ТРТУ, 1993. – 117с.
2. Цветков, Ф.Ф. Тепломассообмен. [Текст] / Ф.Ф. Цветков, Б.А. Григорьев. – М.: Изд-во МЭИ, 2005. – 550 с.



3. **Першин, И.М.** Синтез систем с распределенными параметрами [Текст] / И.М. Першин. –Пятигорск: Изд-во РИА на КМВ, 2002. –212 с.

4. **Рапопорт, Э.Я.** Структурное моделирование объектов и систем управления с распределенными параметрами [Текст] / Э.Я. Рапопорт. –М.: Высш. школа, 2003. –299 с.

5. **Ляшенко, А.Л.** Математическое моделирование распределенного объекта управления с подвижным источником воздействия [Текст] / А.Л. Ляшенко, О.И. Золотов // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Сер. Информатика. Телекоммуникации. Управление. –2011. –№ 1 (115). –С. 113–117.

УДК 681.51:664.1(04)

А.Н. Потапенко, А.С. Солдатенков, С.Н. Глаголев

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ УПРАВЛЕНИЯ ПРОЦЕССОМ ТЕПЛОПОТРЕБЛЕНИЯ КОМПЛЕКСА ЗДАНИЙ

На фоне роста стоимости энергоносителей особую важность приобретают проблемы энергосбережения и снижения коммунальных расходов. Существенная доля в общем балансе коммунальных расходов связана с потреблением тепловой энергии, основу которой, как правило, составляют расходы на отопление зданий. В связи с этим актуальными являются задачи по реконструкции существующих систем теплоснабжения зданий, обладающих низкой эффективностью и высокой изношенностью, на базе создания автоматизированных индивидуальных тепловых пунктов (ИТП) и по повышению эффективности применения систем автоматизации процессов теплоснабжения.

Использование автоматического регулирования в системах как централизованного, так и децентрализованного теплоснабжения позволяет повысить качество их функционирования и снизить потребление тепловой энергии [1–3]. При этом следует заметить, что для зданий с ограждающими конструкциями с сопротивлениями теплопередаче не соответствующими нормативным, применение автоматизированной системы управления для комплекса зданий с ИТП позволит существенно снизить потребление тепловой энергии, но при условии если среднемесячные температуры воздуха выше среднестатистических температур в отопительный период (например, теплая зима), в противном случае эффект от внедрения автоматизированных систем заключается в отсутствии перерасхода теплотребления без применения капитальных затрат на утепление

зданий, но в определенном температурном диапазоне [4].

В [5] отмечается, что одновременное функционирование элеваторных узлов и автоматизированных ИТП в гидравлически связанной системе приводит к нарушению гидравлического режима тепловых сетей. Исследования [4, 6] также показали, что в системах как централизованного, так и децентрализованного теплоснабжения наблюдается эффект, характерный для комплекса зданий с совместным применением автоматизированных ИТП и элеваторных узлов, приводящий к существенному снижению экономии тепловой энергии.

Одно из возможных технических решений для исключения этого отрицательного эффекта связано с созданием автоматизированных систем управления процессом теплотребления для комплекса зданий, которое также позволяет частично приблизить их к «интеллектуальным» зданиям [1, 7]. В [8] предложен один из возможных методов для реализации свойств интеграции автоматизированных систем теплоснабжения на уровне города в составе автоматизированной системы диспетчерского управления распределенными энергосистемами.

В [9] установлено, что с помощью программных комплексов, имеющихся на рынке информационных технологий, не представляется возможным моделирование фактической картины как распределения, так и перераспределения потоков теплоносителя в гидравлических контурах комплекса зданий в случаях возникновения ги-

гидравлической разрегулированности (например, подаче нерасчетных расходов теплоносителя потребителям – больше или меньше по отношению к расчетным и др.). Задачи по наладке такого типа систем, их проектирования, а также для анализа в условиях внедрения или планирования технических решений весьма актуальны и практически значимы.

Постановка задачи

Особенности математического моделирования гидравлических режимов балансировки и управления процессами нагрева и охлаждения-осушения воздуха в системах кондиционирования воздуха представлены, например, в [10, 11]. В данной работе исследуются возможности управления процессом теплоснабжения, например, комплекса из пяти зданий образовательного учреждения типа колледжа с совместным применением автоматизированных ИТП и элеваторных узлов (в условиях ограниченных инвестиций). Здания подключены к автономному источнику тепла. За основу математического моделирования исследуемых объектов принят метод расчета с учетом [6, 12], в которых предложены системы уравнений как для зданий с автоматизированными ИТП, так и для зданий с элеваторными узлами, а также система уравнений для расчета перераспределения расходов теплоносителя для комплекса зданий на основе экспериментальных данных.

Особенности схем моделирования. Считаем, что тепловые пункты пяти зданий в исходном состоянии являются элеваторными узлами с расчетной часовой тепловой нагрузкой для отапливаемых зданий, представленной в табл. 1.

Из данных табл. 1 следует, что максимальной расчетной тепловой нагрузкой обладают зда-

Таблица 1

Тепловая нагрузка зданий комплекса

Номер здания	Расчетная тепловая нагрузка, ГДж/ч
1	0,489
2	0,308
3	0,91
4	0,18
5	0,15

ния 1 и 3. В связи с этим за основу для имитационного моделирования принимаем следующие две схемы:

схема 1 – здание 3 с автоматизированным ИТП, а остальные здания с элеваторными узлами;

схема 2 – здания 1 и 3 с автоматизированными ИТП, а здания 2, 4 и 5 с элеваторными узлами.

Структура типового автоматизированного ИТП для зависимой системы отопления (СО), показанная на рис. 1, содержит технологический контроллер ТК1, моноблок циркуляционных насосов Н1 и Н2 с электроприводами М1 и М2, регулирующий клапан К1 с исполнительным механизмом ИМ1, обратный клапан КО1, регулятор перепада давления прямого действия РД1 с клапаном К2, датчик температуры наружного воздуха ДТ1, датчики температуры теплоносителя ДТ2 и ДТ3, датчики давления ДД1 и ДД2, а также узел учета тепловой энергии, например теплосчетчик с комплектом датчиков температуры, расхода и давления.

Обобщенная функциональная схема системы отопления автоматизированного ИТП здания показана на рис. 2. Состав элементов схемы следую-

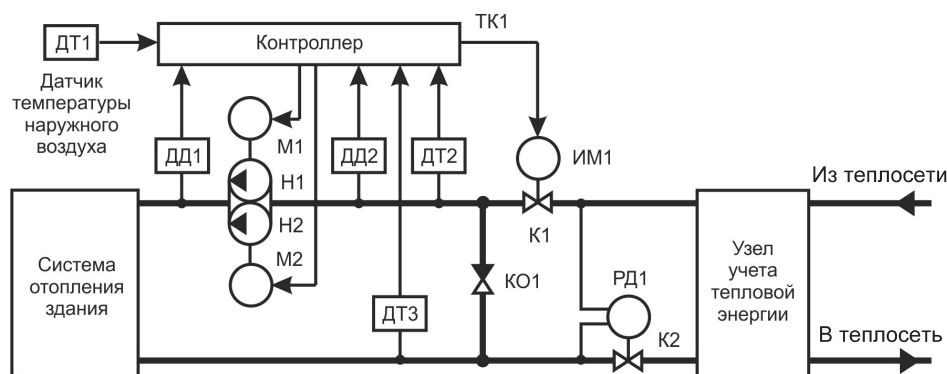


Рис. 1. Блок-схема типового автоматизированного ИТП здания



Обозначения основных величин функциональной схемы следующие: T_a – температура наружного воздуха; T_a^* – температура наружного воздуха на входе в блок P1; T_{co} – требуемая с учетом принципа погодной компенсации расчетная температура теплоносителя в подающем трубопроводе СО здания после переключки с КО1 (см. рис. 1); T_3 – величина задания с целью коррекции температуры теплоносителя в подающем трубопроводе СО здания (T_{co}); ΔT – отклонение по температуре регулируемой величины T_{01} ; ε – приведенный управляющий сигнал регулятора P2; ξ – приведенная величина перемещения РО; G_{01} – расход теплоносителя после РО, т. е. перед переключкой с обратным клапаном; T_{01} – температура теплоносителя в подающем трубопроводе внутреннего контура СО здания; T_{01}^* – измеренная температура теплоносителя в СО здания; T_{02} – температура теплоносителя в обратном трубопроводе СО здания; T_{02}^* – измеренная температура теплоносителя на входе в P2.

ния на основе автоматизированного ИТП в соответствии с функциональной схемой и с учетом структур регуляторов P1 и P2 (в целях упрощения схемы на рис. 2 их структуры не раскрыты) представлена в виде системы уравнений:

Система (1) включает следующие уравнения: уравнения движения датчиков температуры ДЗ и Д1; уравнения для регуляторов Р1 и Р2 (уравнение отопительного графика для вычисления расчетной температуры теплоносителя в подающем

трубопроводе СО здания T_{co} ; уравнение связи для определения ΔT ; нелинейное уравнение зоны нечувствительности регулятора P2; уравнение регулятора P2 для управления в системах теплоснабжения, например, по аналогии со специализированными контроллерами типа ECL Comfort; нелинейное уравнение зоны ограничения P2); уравнение исполнительного механизма (считается интегрирующим звеном); уравнение РО относительно выходной величины G_{01} с учетом определяемой в расчетах величины G_1 ; уравнение связи для УС; уравнение движения ОУ по каналу регулирования «температура теплоносителя T_{02} – температура теплоносителя T_{01} »; уравнение движения датчика температуры Д2.

Дополнительные обозначения в системе уравнений (1) следующие: τ_{di} и k_{di} – соответственно постоянная времени и коэффициент передачи i -го датчика температуры; G_{co} – расход теплоносителя во внутреннем контуре СО здания, определяемый циркуляционным насосом (см. рис. 1); G_1 – номинальный расход теплоносителя на входе РО; T_1 – температура теплоносителя в подающем трубопроводе на вводе в ИТП; $x_1(\Delta T)$ – выходная величина нелинейной зоны нечувствительности регулятора P2; $x_2(t)$ – выходная величина нелинейной зоны ограничения (насыщения) в регуляторе P2; k_1 и k_2 – коэффициенты пропорциональности соответственно нелинейных зон нечувствительности и ограничения регулятора P2; X_d – зона нечувствительности регулятора P2; X_p – зона пропорциональности регулятора P2; T_u – постоянная регулятора P2.

Модель водоструйного элеваторного узла в нерегулируемых тепловых пунктах зданий представляется в виде трехходового смесительного клапана с фиксированным коэффициентом подмеса, определяемым соотношениями расходов G_{01} и G_{co} . С учетом этого система уравнений, описывающих СО здания с элеваторным узлом, имеет следующий вид:

$$\begin{cases} G_{01}(t) + G_{0k}(t) = G_{co}(t), \\ T_1 G_{01}(t) + T_{02}(t)(G_{co} - G_{01}(t)) = G_{co} T_{01}(t), \\ \tau_1 \tau_2 \frac{d^2 T_{02}(t)}{dt^2} + (\tau_1 + \tau_2) \frac{dT_{02}(t)}{dt} + T_{02}(t) = k T_{01}(t). \end{cases} \quad (2)$$

Уравнение для определения величины тепловой мощности $W(t)$ в каждом здании с учетом

применения автоматизированных ИТП или элеваторных узлов следующее:

$$W(t) = G_{01}(t)T_{01}(t) - G_{02}(t)T_{02}(t). \quad (3)$$

Здесь G_{02} – расход теплоносителя в обратном трубопроводе на выходе СО здания.

Расходы теплоносителя на вводах тепловых пунктов комплекса зданий существенно зависят от положения штоков регулирующих клапанов в автоматизированных ИТП. Определение соотношения расходов выполняется на основе экспериментальных исследований для зданий комплекса с учетом системы уравнений следующего вида:

$$\begin{cases} \sum_{j=1}^n G_j(t) = G_0, \\ \sum_{j=1}^n S_j(t)G_j(t)|G_j(t)| - \sum_{i=1}^m H_{ni}(t) = 0, \\ S_j(t) = \Delta P_j(t) / G_j^2(t), \\ G_{pj}(t) = \frac{G_0}{\sum_{k=1}^n \sqrt{S_j(t) / S_k(t)}}. \end{cases} \quad (4)$$

Здесь G_0 – общий расход теплоносителя в гидравлической системе комплекса из пяти зданий; G_j – расход теплоносителя на вводе j -здания; S_j – гидравлическое сопротивление на вводе j -здания; H_{ni} – напор, создаваемый сетевыми насосами; ΔP_j – перепад давления между подающим и обратным трубопроводами на вводе j -здания; G_{pj} – расчетный расход теплоносителя на вводе j -здания, определяющий расход G_1 в системе уравнений (1); S_k – гидравлическое сопротивление на вводе k -здания.

Математическая модель в виде систем уравнений (1), (2) и (4), дополненных экспериментальными данными, позволяет определять параметры теплоносителя на входе и выходе исследуемого комплекса зданий при любых изменениях, вызванных, в т. ч. изменениями температуры наружного воздуха или качественным регулированием тепла в автономных источниках тепла, количественным регулированием в автоматизированных ИТП и др.

Основные результаты расчетов

С помощью имитационного моделирования в среде Simulink исследуем возможности управ-

Таблица 2

Исходные параметры для моделирования

Наименование параметра	Величина и размерность параметров				
	Здание 1	Здание 2	Здание 3	Здание 4	Здание 5
Коэффициент преобразования k	0,75	0,81	0,72	0,80	0,79
Постоянная времени τ_1	1369 с	1317 с	1380 с	903 с	886 с
Постоянная времени τ_2	558 с	619 с	571 с	290 с	343 с
Максимальный расход в СО здания G_{co}	16 м³/ч	14 м³/ч	19 м³/ч	9 м³/ч	7 м³/ч
Номинальный расход на вводе в здание G_1	14,7 м³/ч	9,2 м³/ч	17,5 м³/ч	5,7 м³/ч	4,6 м³/ч
Температура наружного воздуха T_a	–1,0 °С				
Начальная температура теплоносителя T_1	64,0 °С				

ления процессом теплотребления комплекса из пяти зданий с совместным применением автоматизированных ИТП и элеваторных узлов по двум схемам.

Для этого используем систему уравнений (1) для каждого j -го здания с автоматизированным ИТП, систему уравнений (2) для каждого i -го здания с элеваторным узлом, а также систему уравнений (4) для расчета перераспределения расходов исследуемого комплекса зданий. Для определения величины тепловой мощности в каждом из пяти зданий комплекса используем уравнение (3).

Параметры моделирования. В начальный

момент времени $t = 0$ выполняется переход автоматизированных ИТП в режим пониженного теплотребления за счет уменьшения величины T_3 на 4 °С. Длительность имитационного моделирования t_{m0} во всех случаях составляет 1 ч 30 мин. Исходные параметры для моделирования, в т. ч. параметры зданий, представлены в табл. 2.

Основные типы датчиков температуры в системе автоматизации ИТП и их параметры представлены в табл. 3.

Основные характеристики регулирующего клапана РО типа VB2 фирмы Danfoss представлены в табл. 4.

Таблица 3

Постоянные времени датчиков температуры

Тип датчика	Его назначение и условное обозначение	Величина, размерность
ESMU-100	Погружной датчик температуры теплоносителя в гильзе τ_{dl}	32 с
ESMT	Датчик температуры наружного воздуха τ_{da}	900 с

Таблица 4

Характеристики регулирующего клапана типа VB2

Наименование параметра	Величина, размерность
Диаметр D_y	40 мм
Коэффициент k_{kvs}	25 м³/ч
Условное давление P_y	2,5 МПа
Температура T_{min}	5 °С
Температура T_{max}	150 °С
Ход штока h	10 мм

Таблица 5

Характеристики исполнительного механизма типа АМЕ 20

Наименование параметра	Величина, размерность
Напряжение	24 В
Частота	50/60 Гц
Потребляемая мощность	4 Вт
Тип управляющего сигнала	Аналоговый
Развиваемое усилие	450 Н
Ход штока	10 мм
Время перемещения штока на 1 мм	15 с/мм
Входной сигнал 1	0 – 10 В; $R_i = 24$ кОм
Входной сигнал 2	0–20 мА; $R_i = 500$ кОм
Выходной сигнал	0(2) – 10 В
Минимальная температура окружающей среды	0 °С
Максимальная температура окружающей среды	55 °С

Основные характеристики исполнительного механизма АМЕ 20 фирмы Danfoss для работы с регулирующим клапаном VB2 представлены в табл. 5.

Основные значения параметров блоков регулирования технологических контроллеров ТК1 (аналогичны специализированным контроллерам типа ECL Comfort) в автоматизированных ИТП во всех случаях одинаковы и представлены в табл. 6.

Результаты имитационного моделирования по схеме 1. Начальные значения параметров для имитационного моделирования по схеме 1 представлены в табл. 7.

Для комплекса из пяти зданий результаты расчетов изменений величин тепловой мощности и температуры теплоносителя T_{02} с учетом перехода здания 3 с автоматизированным ИТП в режим пониженного теплоснабжения, например, в ночной период времени, представлены на рис. 3.

Таблица 6

Параметры контроллеров ТК1 в автоматизированных ИТП

Наименование параметра	Величина, размерность
Зона нечувствительности X_d	0 °С
Зона пропорциональности X_p	80 °С
Коэффициент преобразования k_m	100 %
Постоянная T_u	12 с

Таблица 7

Начальные параметры для имитационного моделирования

Наименование параметра	Величина и размерность параметров				
	Здание 1	Здание 2	Здание 3	Здание 4	Здание 5
Начальная температура теплоносителя в системе T_2	43,8 °С	43,9 °С	43,3 °С	42,7 °С	42,2 °С
Начальный расход на вводе в здание G_{01}	10,6 м³/ч	6,6 м³/ч	14,3 м³/ч	4,1 м³/ч	3,3 м³/ч

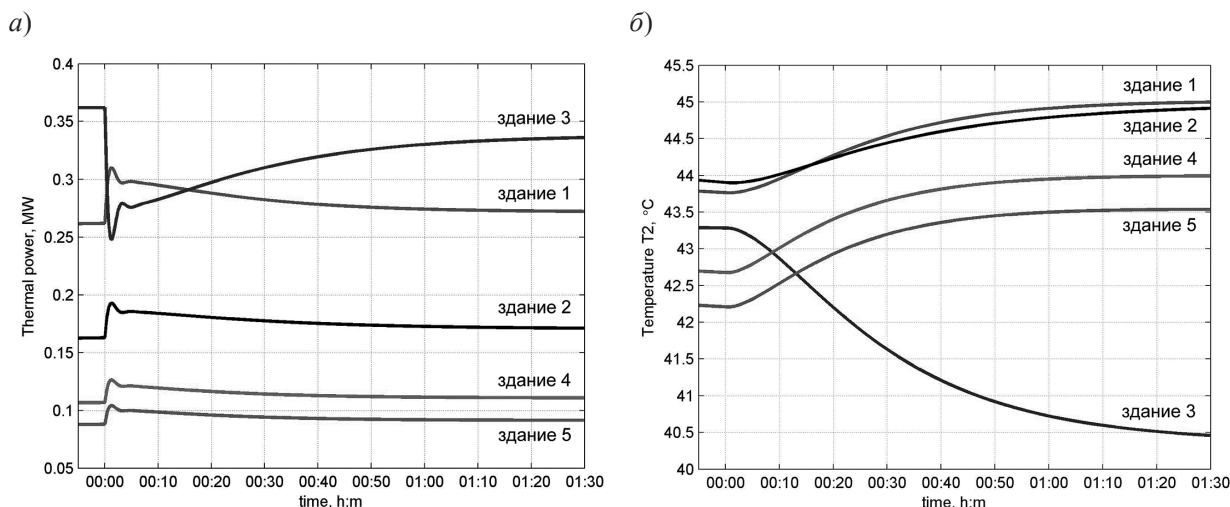


Рис. 3. Тепловая мощность (а) и температура теплоносителя в обратных трубопроводах (б) комплекса зданий

При этом изменение $W(t)$ представлено в МВт.

Из анализа результатов на рис. 3 а и б следует, что исходные величины $W(t)$ и T_{02} для здания 3 уменьшаются, а для остальных зданий с элеваторными узлами они увеличиваются. Следует отметить, что аналогичный эффект наблюдается при использовании термостатов на отопительных приборах для тепловых пунктов с водоструйными элеваторами, т. к. срабатывание термостатов приводит к увеличению температуры теплоносителя в обратных трубопроводах тепловых пунктов. В связи с этим не рекомендуется применять термостаты на отопительных приборах по этой схеме [13].

При анализе изменения тепловой мощности для комплекса зданий (см. рис. 3 а) учитываются особенности переходных процессов в них с последующим выходом на установившийся режим в пределах длительности имитационного моделирования t_{m0} .

В пределах t_{m0} можно оценить потребление тепловой энергии каждым зданием комплекса за

это время. Значения потребляемой тепловой энергии зданиями комплекса по схеме 1 представлены в табл. 8 с учетом следующих обозначений: Q_{n1} – потребляемая зданием тепловая энергия без перехода к пониженному теплопотреблению; Q_{n2} – потребляемая зданием тепловая энергия при переходе к пониженному теплопотреблению в автоматизированном ИТП здания 3 комплекса.

Анализ результатов исследований показывает, что здание 3 имеет расчетную часовую тепловую нагрузку (см. табл. 1) по отношению к общей нагрузке комплекса зданий порядка 44,7 %, т. е. при грубом округлении – около половины общей нагрузки. Из расчетов следует, что для здания 3 экономия тепловой энергии $\Delta Q_n = 0,25592$ ГДж, а общая экономия комплекса зданий $\Delta Q_n = 0,02651$ ГДж. При этом относительная экономия тепловой энергии для здания 3 за счет внедрения автоматизированного ИТП около 13,0 %, а по отношению к комплексу зданий – порядка 4,8 % (относительно Q_{n1}). Однако общая экономия те-

Таблица 8

Теплопотребление комплекса зданий

Номер здания	Тепловая энергия Q_{n1} , ГДж	Тепловая энергия Q_{n2} , ГДж,	$\Delta Q_n = Q_{n2} - Q_{n1}$, ГДж
1	1,430900	1,5268700	0,095970
2	0,892639	0,958844	0,066205
3	1,973290	1,717370	-0,255920
4	0,582830	0,619552	0,036722
5	0,480253	0,510771	0,030518
ИТОГО	5,359912	5,333407	-0,026505

Таблица 9

Начальные параметры для имитационного моделирования

Наименование параметра	Величина, размерность				
	Здание 1	Здание 2	Здание 3	Здание 4	Здание 5
Начальная температура теплоносителя в системе T_2	45,1 °C	42,8 °C	43,3 °C	41,9 °C	40,9 °C
Начальный расход на вводе в здание G_{01}	11,7 м³/ч	6,0 м³/ч	14,3 м³/ч	3,9 м³/ч	3,0 м³/ч

пловой энергии для схемы 1 в пределах 0,5 %.

Результаты имитационного моделирования по схеме 2. Начальные значения параметров для имитационного моделирования по схеме 2 представлены в табл. 9.

По схеме 2 для комплекса из пяти зданий результаты расчетов изменений величин $W(t)$ и температуры теплоносителя T_{02} в условиях автоматического перехода зданий 1 и 3 с автоматизированными ИТП в режим пониженного теплопотребления, например, в ночной период времени, представлены соответственно на рис. 4 а и б.

Из анализа результатов следует, что исходные величины $W(t)$ и T_{02} для зданий 1 и 3 уменьшаются, а для остальных зданий комплекса – увеличиваются, т. е. исследуемый процесс аналогичен предыдущему. В целом параметры потребления тепловой энергии комплексом зданий по схеме 2 представлены в табл. 10.

Анализ результатов исследований показывает, что здания 1 и 3 с учетом данных табл. 1 имеют расчетную часовую тепловую нагрузку по отношению к общей нагрузке порядка 68,7 %, т. е.

порядка 2/3 от общей тепловой нагрузки. Из расчетов следует, что для зданий 1 и 3 экономия тепловой энергии $\Delta Q_n = 0,46114$ ГДж, а общая экономия комплекса зданий $\Delta Q_n = 0,02824$ ГДж. При этом относительная экономия тепловой энергии для зданий 1 и 3 при увеличении количества автоматизированных ИТП составила порядка 13,4 %, а по отношению к комплексу зданий – 8,6 % (относительно Q_{n1}). Однако общая экономия тепловой энергии комплекса зданий для схемы 2 порядка 0,5 %.

Разработанная математическая модель для исследуемого комплекса зданий позволяет:

учитывать особенности динамических процессов при запрограммированном автоматическом переходе автоматизированных ИТП зданий в режим пониженного теплопотребления, а также определять соответствующие перераспределения расходов теплоносителя между тепловыми пунктами комплекса зданий;

исследовать особенности эффективного управления распределенными энергосистемами

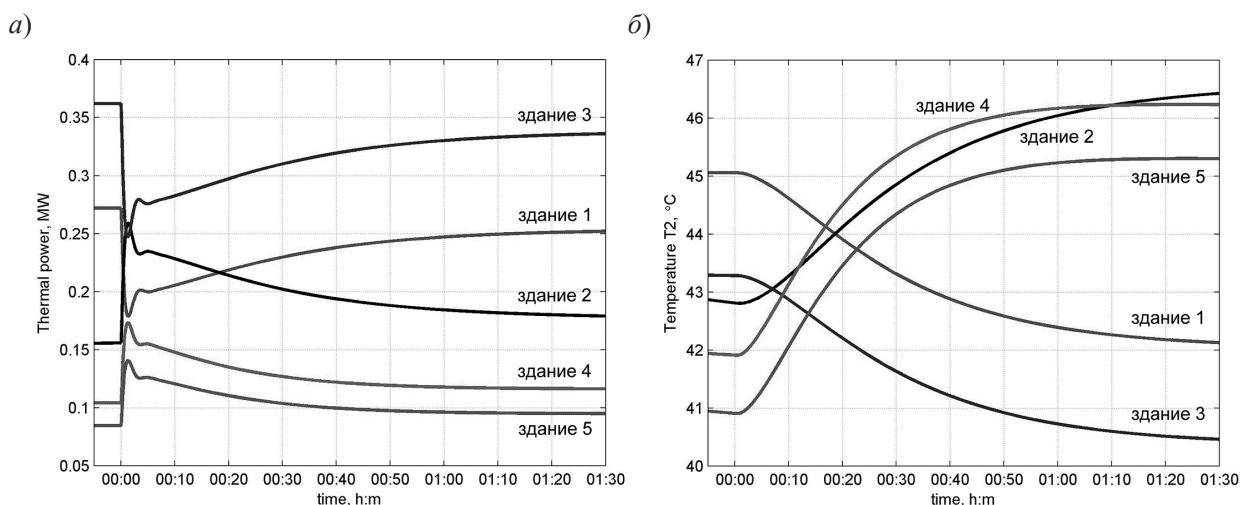


Рис. 4. Тепловая мощность (а) и температура теплоносителя в обратных трубопроводах (б) зданий



Таблица 10

Теплопотребление комплекса зданий

Номер здания	Тепловая энергия Q_{n1} , ГДж	Тепловая энергия Q_{n2} , ГДж	$\Delta Q_n = Q_{n2} - Q_{n1}$, ГДж
1	1,479720	1,274390	-0,205330
2	0,858820	1,075240	0,216420
3	1,971840	1,716030	-0,255810
4	0,570044	0,687889	0,117845
5	0,462972	0,561612	0,098640
ИТОГО	5,343396	5,315161	-0,028235

комплекса зданий на основе имитационного моделирования управления процессами теплопотребления, а от этого, в свою очередь, также зависит экономический эффект внедрения автоматизированных ИТП зданий.

На основе полученных результатов исследования управления процессом теплопотребления на примере комплекса из пяти зданий образовательного учреждения с совместным применением автоматизированных ИТП и элеваторных узлов установлено следующее:

если осуществляется автоматический переход в режим пониженного теплопотребления зданий на базе автоматизированных ИТП, то в зданиях с

элеваторными узлами увеличивается потребление тепловой энергии. Следовательно, в целом ухудшается эффективность функционирования систем теплопотребления комплекса зданий с автоматизированными ИТП и элеваторными узлами и соответственно снижается экономия тепловой энергии;

в условиях ограниченных инвестиций при реконструкциях существующих систем теплопотребления зданий на базе элеваторных узлов необходимо учитывать, что частичное создание автоматизированных ИТП для комплекса зданий приведет в целом к снижению экономии тепловой энергии, если не применять при этом определенных технических решений.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Hartman, Т.** Индустрия комфорта: возможности XXI века [Текст] / Т. Hartman; пер. с англ. Б. Рубинштейна // Вентиляция, отопление, кондиционирование воздуха, теплоснабжение и строительная теплофизика. –2001. –№ 3. –С. 16–20.
2. **Хаванов, П.А.** Автономная система теплоснабжения – альтернатива или шаг назад? [Текст] / П.А. Хаванов // Вентиляция, отопление, кондиционирование воздуха, теплоснабжение и строительная теплофизика. –2004. –№1. –С. 34–37.
3. **Слепченко В.С.** Система теплоснабжения Санкт-Петербурга на современном этапе и возможности ее модернизации [Текст] / В.С. Слепченко, Г.П. Петраков // Инженерно-строительный журнал. –2009. –№ 7. –С. 26–29.
4. **Потапенко, А.Н.** Автоматизированное управление процессом централизованного теплоснабжения распределенного комплекса зданий с учетом моделирования этих процессов [Текст] / А.Н. Потапенко, Е.А. Потапенко, А.С. Солдатенков, А.О. Яковлев // Изв. вузов. Проблемы энергетики. –2007. –№ 7-8. –С. 120–134.
5. **Тарновский, М.В.** Думы об АЭСКО [Электронный ресурс] / М.В. Тарновский // «ЭСКО» Электронный журнал энергосервисной компании «Экологические системы». –2002. –№ 2. –Режим доступа: http://www.esco-ecosys.ru/2002_2/art53.htm
6. **Потапенко, А.Н.** Математическое моделирование процессов отопления распределенного комплекса зданий при различных схемах теплопотребления [Текст] / А.Н. Потапенко, А.С. Солдатенков, Е.А. Потапенко // Изв. Самарского научного центра РАН. –2011. –Т 13. –№ 4 (4). –С. 998–1002.
7. **Табунщиков, Ю.А.** Энергоэффективные здания [Текст] / Ю.А. Табунщиков, М.М. Бродяч, Н.В. Шилкин. – М.: АВОК-ПРЕСС, 2003. – 200 с.
8. **Прохоренков, А.М.** Методы построения автоматизированной системы распределенного управления теплоснабжением города [Текст] / А.М. Прохоренков // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Сер. Наука и образование. –2010. –№ 95. –С. 233–243.
9. **Первовский, Ю.А.** Гидравлический расчет в тепловых сетях: мертвый подход или живая модель? [Текст] / Ю.А. Первовский, О.В. Анподистов // Новости теплоснабжения. –2004. –№ 01 (41). –С. 33–35.
10. **Ананьев, В.А.** Системы вентиляции и кондиционирования воздуха. Теория и практика. Новая редакция [Текст] / В.А. Ананьев, Л.Н. Балуева, В.П. Мурашко. –М.: Евроклимат, 2008. –516 с.
11. **Сотников, А.Г.** Математическое моделирование гидравлических режимов балансировки и управле-

ния подсистемой нагрева и охлаждения-осушения воздуха в СКВ и СВ [Текст] / А.Г. Сотников, А.П. Русаков // Инженерно-строительный журнал. –2011. –№ 1 (19). –С. 53–61.

12. **Солдатенков, А.С.** Разработка и исследование математической модели управления автоматизированным индивидуальным тепловым пунктом [Текст] / А.С. Солдатенков, А.Н. Потапенко, С.Н. Глаголев //

Научно-технические ведомости СПбГПУ. Сер. Информатика. Телекоммуникации. Управление. –2012. –№ 1. –С. 41–47.

13. **Ливчак, В.И.** За оптимальное сочетание автоматизации регулирования подачи и учета тепла [Текст] / В.И. Ливчак // Вентиляция, отопление, кондиционирование воздуха, теплоснабжение и строительная теплофизика. –1998. –№ 4. –С. 44–51.

УДК 004.052.3:004.942:006.015.7

М.И. Глухих, М.Ю. Моисеев, И.В. Егоров, Т.С. Крикун

АВТОМАТИЗАЦИЯ АНАЛИЗА НАДЕЖНОСТИ НЕВОССТАНАВЛИВАЕМЫХ ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ

Задача построения высоконадежных систем становится все более актуальной. Повышенные требования к надежности и отказоустойчивости предъявляются в тех отраслях промышленности, где техническая система функционирует в тяжелых условиях, а возможные отказы причиняют существенные убытки или приводят к катастрофическим последствиям. Примерами таких систем являются системы управления на транспорте, в энергетике и медицине, а также системы военного назначения.

При проектировании высоконадежных систем необходимо решить две задачи: анализ надежности имеющейся системы и повышение надежности за счет использования более надежных элементов, введения резерва, использования временного и информационного резервирования. Анализ надежности позволяет рассчитать текущие значения показателей надежности, а также определить, усовершенствование каких узлов является наиболее важным для повышения надежности системы. Для достижения заданных требований к надежности системы необходимо иметь возможность проводить анализ надежности быстро и точно, с минимальными трудозатратами. Анализ надежности может выполняться многократно в течение цикла проектирования системы.

Статья посвящена решению задачи анализа надежности невосстанавливаемых информационно-управляющих систем. Подобные системы состоят из элементов различных типов, а также связей между ними. При этом элементы делятся на три частично пересекающихся класса:

1) генераторы ресурсов, функциональное состояние которых определяется только внутренним состоянием;

2) распространители, передающие определенный ресурс от входа на выход;

3) потребители ресурсов, функциональное состояние которых зависит от наличия определенных ресурсов на их входах; потребитель ресурса в общем случае может быть генератором другого ресурса.

В настоящей статье рассматриваются системы, для которых интенсивности отказов элементов не зависят от состояния других элементов.

Для данного класса систем применимы методы расчета надежности на основе построения и последующего анализа логической функции работоспособности системы (ФРС). Для ее построения необходимо учитывать виды отказов, возникающие в различных элементах, а также распространение отказов в системе с учетом свойств отдельных элементов и структуры системы. Существующие методы построения ФРС описаны в [3], среди них:

метод на основе построения матрицы переходов;

составление и решение систем логических уравнений.

В данной работе применяется второй метод ввиду его более низкой вычислительной сложности. При наличии в составе системы составных элементов с циклическими зависимостями по ресурсам система логических уравнений имеет множество решений [4]. Частное решение системы уравнений выбирается из этого множества в соответствии с логикой распространения ресурсов в системе. Известен ряд методов, позволяющих осуществить выбор частного решения в определенных ситуациях [3, 5].

В статье предлагается подход, направленный

на автоматизацию всех этапов процесса расчета надежности информационно-управляющих систем, в т. ч. построения системы логических уравнений, выбора частного решения, построения ФРС, построения вероятностной функции. Подход основан на предложенной метамодели анализируемой системы, позволяющей представлять различные классы информационно-управляющих систем. В качестве примера приводится реализация предложенного подхода для систем управления автомобилем.

1. Состояние предметной области

Широко используемым аппаратом анализа надежности в России являются логико-вероятностные методы [1, 3]. Данная группа методов позволяет рассчитывать показатели надежности системы в случае, когда показатели надежности ее элементов известны и не зависят друг от друга. Логико-вероятностные методы предполагают выполнение следующей последовательности действий для анализа надежности системы:

1) построение логической функции работоспособности системы (ФРС). ФРС – функция, аргументами которой являются состояния элементов системы (1 – работоспособен, 0 – отказал), а результатом – состояние системы в целом;

2) приведение ФРС к форме перехода к полному замещению [1, 3]; одним из вариантов подобной формы является ортогональная дизъюнктивная нормальная форма;

3) преобразование ФРС в вероятностную функцию (ВФ) системы. ВФ – алгебраическая функция, аргументами которой являются вероятности работоспособного состояния элементов, результатом – вероятность работоспособного состояния системы в целом;

4) использование ВФ для расчета вероятности безотказной работы системы и других показателей надежности.

В более сложных ситуациях применяются методы анализа на основе цепей Маркова [6]. При этом выделяются возможные состояния системы и строится граф состояний, после чего выполняется построение и решение системы дифференциальных уравнений Колмогорова для определения вероятностей состояний. Как правило, подобные методы не заменяют, а дополняют логико-вероятностные методы.

За рубежом наиболее известным методом анализа надежности структурно-сложных систем является анализ деревьев отказов (**Fault Tree Analysis – FTA**) [7]. Дерево отказов (**Fault Tree – FT**) по структуре сходно с ФРС; вершинами подобного дерева являются логические операции, листьями – состояния конкретных элементов системы (обычно, в противоположность ФРС, единица соответствует отказу, а ноль – работоспособному состоянию), дуги соединяют операции с их аргументами. Одним из методов расчета показателей надежности по дереву отказов является построение минимальных сечений дерева (**Minimal Cut Set**) [7, 8]. **Второй известный метод – представление дерева отказов в форме дерева двоичных решений (Binary Decision Diagrams – BDD)** [9, 10]. Следует отметить, что аппарат логико-вероятностных методов обладает меньшей ресурсоемкостью при анализе больших систем по сравнению с другими методами.

Как ФРС, так и FT – низкоуровневые описания логики функционирования системы. Описаниями более высокого уровня абстракции являются передающие цепи (за рубежом известные как **Reliability Block Diagrams – RBD**) и **деревья событий (Event Tree – ET)**. **Передающая цепь является двухполюсником, в узлах которого находятся конкретные элементы системы, при этом система считается работоспособной, если существует путь от одного полюса к другому, проходящий только через работоспособные узлы.** Дерево событий по структуре напоминает дерево двоичных решений, в котором вершинами являются различные события, происходящие в системе, причем из каждой вершины выходит ровно две дуги (событие произошло, событие не произошло). В листьях дерева событий указывается конкретное состояние системы, соответствующее данной цепочке событий.

Существует ряд промышленных средств [12–17], предназначенных для автоматизации анализа надежности структурно-сложных систем. Как правило, данные средства поддерживают различные методы анализа. Некоторые из таких средств представлены в таблице.

Одна из серьезных проблем анализа надежности – необходимость ручного построения ФРС или FT. В [1] приведен ряд примеров ручного построения ФРС для систем сложностью порядка десяти элементов; подобное построение занимает от одной до нескольких страниц текста. Для более

Промышленные средства анализа надежности

Средство	RBD	ETA	FTA	MC
ITEM ToolKit [12]	+	+	+	+
RAM Commander [13]	+	+	+	+
Isograph FaultTree [14]	–	+	+	+
PTC Relex [15]	–	+	+	+
ReliaSoft BlockSim [16]	+	+	+	–
ПК Арбитр [17]	+	+	+	?

сложных систем задача становится крайне трудоемкой для безошибочного ее решения человеком. В некоторых случаях задачу может упростить использование двухполюсной передающей цепи в качестве модели системы. Подобный подход рассмотрен в [11]. Однако модель передающей цепи адекватно описывает только сравнительно простые системы; в более сложных случаях построение двухполюсной передающей цепи может быть невозможно или крайне трудоемко [3].

Таким образом, разработка метода автоматического построения ФРС по описанию системы является актуальной задачей. Наиболее естественное описание системы для человека – ее структурная схема с описанием поведения системы в случае отказа элементов.

2. Предлагаемый подход

Основная идея предлагаемого подхода – описание объекта исследования с помощью структурной модели с последующей автоматизацией процесса построения ФРС. Для решения данной задачи структурная модель должна адекватно отражать свойства объекта, влияющие на характеристики его надежности. Для представления широкого класса информационно-управляющих систем предлагается использовать *метамодель системы*. Формально метамодель представляет собой структуру $M = \langle T, G, I, F, O \rangle$, где T – типы элементов (в т. ч. и линии связи) системы; G – правила соединения элементов системы; I – типы отказов для каждого типа элементов; F – правила распространения различных типов отказов для элементов разных типов; O – правила построения ФРС.

Метамодель включает набор шаблонов, реализация которых позволяет описывать технические системы определенного класса с достаточной степенью детализации для анализа надежности. Реа-

лизации моделей для некоторых классов технических систем рассмотрены в разделе 3.

С помощью соответствующей модели может описываться конкретная техническая система. Для этого определяются элементы системы и их параметры, описываются связи между элементами и ФРС в соответствии с правилами используемой модели.

Разработанный подход включает методы и алгоритмы анализа, позволяющие выполнять построение функции работоспособности (ФР) элементов, построение ФРС, расчет вероятностной функции работоспособности и расчет показателей надежности. Пример выполнения всех стадий анализа приведен в разделе 4.

Предложенный подход реализован в средстве анализа надежности, позволяющем выполнять расчеты для информационно-управляющих систем различных классов. Описание класса анализируемой системы со всеми ее специфическими особенностями осуществляется пользователем на этапе построения модели системы. На внутреннем уровне средство оперирует абстрактными шаблонами, не зависящими от специфики конкретной информационно-управляющей системы. Описание разработанного средства приведено в разделе 5.

3. Построение моделей систем

Модель для системы управления автомобилем. Рассмотрим реализацию шаблонов метамодели для класса систем управления автомобилем. Данная модель включает основные элементы системы управления и топологии, что позволяет описывать современные системы управления автомобилем. Модель включает ресурс питания, а также некоторое количество информационных ресурсов.

Основными типами элементов являются:

- электронные модули управления (Electronic

Control Unit) – это универсальные элементы, управляющие датчиками и приводами, а также обменивающиеся информацией с другими элементами. Электронные модули управления являются потребителями питания и информации, а также генераторами информации. Модуль не может потреблять и генерировать один и тот же информационный ресурс;

- датчики и приводы – подключаются к модулям управления и выполняют основные функции. Могут генерировать или потреблять информационные ресурсы;

- активные и пассивные коммутаторы, а также линии передачи данных – обеспечивают обмен информацией между модулями управления. Активные коммутаторы являются потребителями питания. Все элементы этой группы служат распространителями информации;

- генераторы питания – генераторы и батареи;
- линии питания, элементы объединения и предохранители – являются распространителями питания.

Структура системы управления представляется с помощью двух графов: передачи данных и питания. Линии передачи данных являются однонаправленными или двунаправленными, каждая линия связывает два элемента системы. Между любыми двумя элементами системы может быть произвольное число линий передачи данных, ограниченное только числом портов этих элементов. Данные между элементами могут передаваться через промежуточные элементы. Линии питания являются однонаправленными – от источника питания к потребителям. Потребителями питания служат модули управления и активные коммутаторы. Потребители могут быть подключены более чем к одной сети питания.

Для системы управления рассматриваются следующие виды отказов:

- внутренняя ошибка модуля управления – модуль не выполняет функции управления и не выдает данные;

- выдача некорректных данных модулем или активным коммутатором с блокированием передачи в данном сегменте сети данных;

- короткое замыкание в линии или источнике питания – питание в данном сегменте сети питания отсутствует;

- обрыв линии питания или элемента сети питания – питание через данную линию или элемент не передается.

Правила распространения отказов выглядят следующим образом:

- внутренние ошибки модулей не распространяются;

- отказ «выдача некорректных данных» распространяется через линии передачи данных и пассивные коммутаторы;

- отказ «короткое замыкание» распространяется через линии питания, источники питания и элементы объединения.

ФРС выражается с помощью ФР элементов системы. Для этой цели может использоваться дизъюнктивная нормальная форма (ДНФ) или конъюнктивная нормальная форма (КНФ).

Другие модели систем. Модель системы управления автомобилем применима и для описания информационно-управляющих систем другого рода. Рассмотрение данной модели показывает, что она хорошо подходит для описания систем, включающих в себя информационные связи, а также элементы питания. Однако в некоторых случаях данная модель может оказаться недостаточной или избыточной.

В таких случаях следует применять модификации модели, описанной выше. Возможные модификации включают в себя следующие:

изменения правил соединения элементов G . В частности, система может не иметь зависимости от питания (тогда все связи описываются одним графом) или включать в себя другие соединения, такие, как цепи распространения глобальных сигналов. В этом случае система связей состоит из трех графов – информационных связей, связей по питанию и глобальных связей;

изменения множества допустимых отказов I и правил распространения отказов F . В частности, информационные отказы в цифровых схемах могут распространяться с определенной (заданной) вероятностью, отказы механического свойства (пожары, затопления) могут распространяться за определенное время и т. д.

Также следует отметить, что в зависимости от области применения может меняться набор используемых показателей надежности. Для восстанавливаемых систем актуальны такие показатели, как вероятность безотказной работы и среднее время наработки до отказа.

4. Методы анализа надежности

Для расчета показателей надежности системы используется следующая последовательность действий.

1) с использованием методов анализа графов состояний рассчитывается вероятность безотказной работы отдельных элементов системы;

2) с учетом структуры системы рассчитывается ее ФРС;

3) с использованием логико-вероятностных методов осуществляется ее преобразование в вероятностную функцию системы с последующим расчетом показателей надежности.

Для ускорения процесса применяются методы оптимизации, описанные ниже.

Построение и анализ графов состояний. Некоторые элементы анализируемой системы могут иметь сложную структуру. Так, в целях повышения надежности часто применяются элементы с внутренним структурным резервированием. При таком подходе элемент может сохранять свою работоспособность при отказах его составных частей. Для обобщенного описания внутренней структуры элемента системы используется граф состояний [6]. Узлами этого графа служат состояния элемента, возникающие при отказах, а дугами – происходящие события.

Пример графа состояний представлен на рис. 1. Здесь состояния s_1 и s_2 являются работоспособными, а состояния s_3 , s_4 и s_5 – неработоспособными.

Анализ графов состояний осуществляется путем построения и решения системы дифференциальных уравнений Колмогорова. Для приведенного графа первые два уравнения системы будут иметь вид:

$$\frac{dP_1(t)}{dt} = -(\lambda_{12} + \lambda_{14})P_1(t),$$

$$\frac{dP_2(t)}{dt} = \lambda_{12}P_1(t) - (\lambda_{23} + \lambda_{24} + \lambda_{25})P_2(t).$$

Один из способов решения системы Колмого-

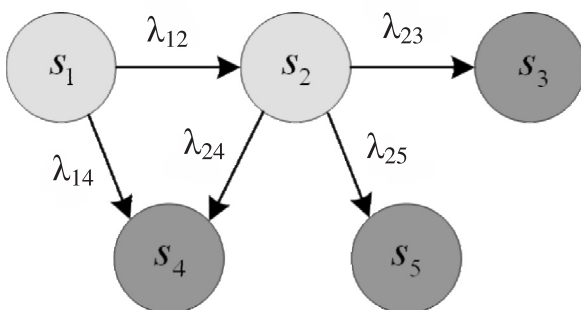


Рис. 1. Пример графа состояний

рова на практике – применение методов численного решения дифференциальных уравнений. В нашем случае для этой цели используются методы Рунге–Кутты.

Построение функции работоспособности системы. ФРС формируется на основе правил O , типов элементов T и соединений между элементами G , которые определены в модели системы. ФРС отдельных элементов формируются на основе типов отказов I для различных элементов, а также с учетом их внутренней структуры. При построении ФРС элементов учитываются распространения отказов в системе F и соединения между элементами G . При определении ФРС отдельных элементов необходимо учитывать возможные взаимные влияния между элементами. В общем случае это приводит к необходимости построения и решения системы логических уравнений, в которой неизвестными являются ФРС модулей управления [3].

Рассмотрим построение ФРС для модели, описанной в разделе 3. Построение выполняется путем последовательного выполнения следующих шагов.

1. Выражение ФРС через ФР отдельных типов F_i : $F_{\text{sys}} = f(F_i)$, где f – произвольная логическая функция, представляемая в ДНФ или КНФ.

2. Получение ФР отдельных типов F_i . Функция F_i истинна, если имеется хотя бы один работоспособный модуль типа T_i : $F_i = \bigvee_{j: X_j \in T_i} X_j$, где x_j – j -й модуль управления, X_j – ФР данного модуля.

3. ФР j -го модуля управления определяется следующим образом: $X_j = E_j \cdot X_j^{\text{power}} \cdot X_j^{\text{data}}$, где E_j – переменная состояния элемента; X_j^{power} – наличие ресурса питания; X_j^{data} – наличие всех требуемых информационных ресурсов.

3. Наличие питания у j -го модуля X_j^{power} определяется как исправность источников питания, подключенных к j -му модулю, и наличие пути через исправные линии питания и предохранители от источников питания к модулю. При анализе путей через линии питания необходимо учитывать влияния отказов типа «короткое замыкание», распространяющиеся между линиями питания через некоторые типы элементов.

5. Наличие информационных ресурсов X_j^{data} определяется как конъюнкция наличия данных от генераторов данных всех требуемых типов, при этом достаточно одного ге-

нератора данных каждого требуемого типа:

$$X_j^{\text{data}} = \bigwedge X_j^{\text{data}}(T_i) = \bigwedge \left(\bigvee_{X_k \in T_i} X_j^{\text{data}}(X_k) \right).$$

Наличие информационных ресурсов от k -го модуля-генератора данных $X_j^{\text{data}}(X_k)$ определяется как исправность k -го модуля E_k и наличие пути через линии связи от него к j -му модулю. При анализе путей через линии связи необходимо кроме отказов типа «разрывы линий» учитывать исправность коммутаторов.

В результате формирования ФРС строится система уравнений. В левой части каждого уравнения находится ФР соответствующего модуля X_j , в правой части – логическая функция, включающая ФР модулей.

Система уравнений решается методом исключения переменных. Выбор метода обусловлен, прежде всего, простотой его автоматизации. После подстановки в уравнение всех переменных, кроме переменной, находящейся в левой части, возможны две различных ситуации:

1) уравнение сведется к форме $X_i = f(E)$, где f – логическая функция; X_i – одна из искоемых ФР; E – вектор переменных состояния элементов и ФР других модулей ($X_i \notin E$). В этом случае значение X_i найдено, остальные ФР (x_j) системы находятся методом подстановки;

2) уравнение сведется к форме вида $X_i = f(X_j, E)$. Подобное уравнение имеет множество решений [4]. Для рассматриваемого класса систем частное решение, соответствующее логике распространения ресурсов в системе, получается путем подстановки $X_i = 1$ в правую часть уравнения. Докажем это.

Для этого следует рассмотреть изменение ФР со временем. Отметим, что в обратных связях могут участвовать только модули-генераторы информационных ресурсов, поскольку генераторы питания не потребляют никаких ресурсов. Особенность обмена информационными ресурсами состоит в том, что он осуществляется дискретно, причем в интервалы времени между отдельными обменами модули сохраняют полную автономность. Принимая это во внимание, полученное уравнение $X_i = f(X_j, E)$ с учетом времени может быть представлено в форме $X_i(t + dt) = f(X_i(t), E(t))$. Отметим, что f – ФР и поэтому является неубывающей по любому аргументу.

Примем, что в начальный момент времени система и все ее устройства работоспособны:

$X_i(0) = 1$. Докажем по индукции, что $X_i(t + dt) = f(1, E(t))$.

База: $X_i(dt) = f(X_i(0), E(0)) = f(1, E(0))$. *Предположение:* $X_i(t) = f(1, E(t - dt))$. *Индуктивный переход.* Известно, что $X_i(t + dt) = f(X_i(t), E(t))$. Рассмотрим два случая:

1. $X_i(t) = 0$. Тогда $X_i(t + dt) = 0$, так как система невосстанавливаемая.

2. $X_i(t) = 1$. Тогда $X_i(t + dt) = f(x_i(t), E(t)) = f(1, E(t))$.

Отсюда следует $X_i(t + dt) = \overline{X_i(t)} \cdot 0 + X_i(t) \times f(1, E(t))$. Согласно индуктивному предположению, $X_i(t) = f(1, E(t - dt))$, поэтому $X_i(t + dt) = f(1, E(t - dt)) \cdot f(1, E(t))$, а поскольку f – неубывающая функция, то $X_i(t + dt) = f(1, E(t))$ с поглощением $f(1, E(t - dt))$. *Переход доказан.*

Для иллюстрации построения и решения системы уравнений рассмотрим пример простой системы управления (рис. 2). В этом примере система управления содержит четыре модуля ($E_1 - E_4$), две батареи (A и B), один активный (G) и один пассивный (P) коммутатор, два предохранителя (F_1 и F_2). На рисунке линии данных обозначены сплошными, линии питания – штрих-пунктирными.

Примем следующие допущения:

элементы E_1 и E_2 имеют тип T_1 , E_3 и E_4 – тип T_2 ;

ФРС формируется как $F_{\text{sys}} = F_1, F_1 = X_1 + X_2$, где X_1 – ФР элемента E_1 ; X_2 – ФР элемента E_2 ;

элементы E_1 и E_3 не используют данные от других элементов;

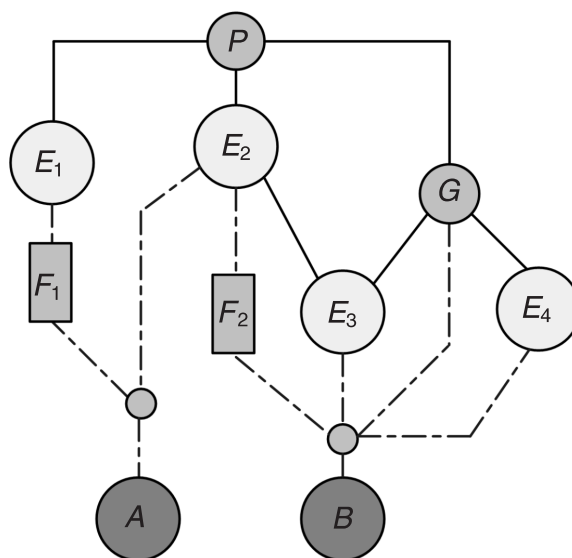


Рис. 2. Пример простой системы управления



элемент E_2 использует данные от элементов типа T_2 (от E_3 или от E_4);

элемент E_4 использует данные от элементов типа T_1 (от E_1 или от E_2).

Для упрощения примера будем считать линии питания и связи абсолютно надежными, а также не будем рассматривать отказы типа короткое замыкание. ФР для модулей этой системы формируются следующим образом.

E_1 работоспособен, если получает питание от батареи A через F_1 ;

E_2 работоспособен, если получает питание от A (напрямую) или от B через F_2 ; также данный элемент должен получать данные от модуля E_3 (напрямую) или от модуля E_4 через коммутаторы P и G ;

E_3 работоспособен, если получает питание от батареи B ;

E_4 работоспособен, если получает данные от батареи B , а также получает данные от модулей E_1 или E_2 через коммутаторы P и G .

В результате получается система уравнений следующего вида:

$$\begin{cases} X_1 = E_1(A \cdot F_1) \\ X_2 = E_2(A + B \cdot F_2)(X_3 + X_4 \cdot G \cdot P) \\ X_3 = E_3 \cdot B \\ X_4 = E_4 \cdot B(X_1 + X_2)G \cdot P \end{cases}$$

Заметим, что информационная связь (E_3 , G) в данном случае избыточна и не используется. По данной линии могли бы передаваться данные от E_3 к E_2 , но данная пара элементов имеет прямое соединение.

Решение уравнений для X_1 и X_3 не требуется. В уравнении для X_2 вместо X_3 и X_4 подставим правые части соответствующих уравнений: $X_2 = E_2 \times (A + B \cdot F_2)(E_3 \cdot B + (E_4 \cdot B(X_1 + X_2)G \cdot P)G \cdot P)$. После этого выполним подстановку для X_1 и заменим X_2 на логическую «единицу», получим: $X_2 = E_2(A + B \cdot F_2)(E_3 \cdot B + (E_4 \cdot B(E_1(A \cdot F_1) + 1) \times G \cdot P)G \cdot P)$. После раскрытия скобок и упрощений получим:

$$X_2 = E_2 \cdot B(A + F_2)(E_3 + E_4 \cdot G \cdot P). \quad (1)$$

Далее ФРС системы рассчитывается как $X_1 + X_2$.

Решение уравнения для X_4 получается путем подстановки в него полученного решения для X_2 : $X_4 = E_4 \cdot B(X_1 + X_2)G \cdot P$, отсюда $X_4 = E_4 \cdot B(E_1 \times A \cdot F_1 + E_2 \cdot B(A + F_2)(E_3 + E_4 \cdot G \cdot P))G \cdot P$, после упрощений имеем:

$$X_4 = E_4 \cdot B(E_1 \cdot A \cdot F_1 + E_2(A + F_2))G \cdot P. \quad (2)$$

Подстановка подтверждает корректность полученных решений (1) и (2) и принадлежность их вектору общего решения системы (см. также [2]).

Преобразование функции работоспособности системы к вероятностной функции. Следующим этапом применения логико-вероятностных методов [3] является преобразование ФРС к форме перехода к полному замещению и затем – к вероятностной функции. Известны такие формы перехода к полному замещению [1, 3]:

- ортогональная дизъюнктивная нормальная форма;
- бесповторное представление в базисе «конъюнкция-отрицание»;
- дизъюнкция попарно ортогональных, бесповторных функций в базисе «конъюнкция-отрицание».

Для перехода к форме полного замещения используется алгоритм разрезания. На каждом шаге данного алгоритма происходит разрезание логической функции по одной из переменных: $F = x_i F\{x_i = 1\} + \bar{x}_i F\{x_i = 0\}$.

Затем осуществляется анализ построенных функций $F\{x_i = 1\}$ и $F\{x_i = 0\}$. Если в этих функциях присутствуют повторяющиеся аргументы, разрезание для них повторяется. В противном случае функция сводится к базису AND-NOT путем применения правила де Моргана.

Алгоритм разрезания в общем случае может потребовать до N шагов, где N – количество аргументов логической функции. На каждом шаге количество рассматриваемых функций может удваиваться, поэтому может потребоваться до 2^N разрезов. На практике количество требуемых разрезов значительно меньше.

В качестве примера рассмотрим процесс разрезания логической функции $X_4 = E_4 \cdot B(E_1 \cdot A \times F_1 + E_2(A + F_2))G \cdot P$. В записи функции дважды встречается только переменная A . Проведем разрезание по ней:

$$X_4 = E_4 \cdot B \cdot P \cdot G(\bar{A} \cdot E_2 \cdot F_2 + A(E_1 \cdot F_1 + E_2)).$$

Поскольку все оставшиеся функции являются бесповторными, они сводятся к форме перехода к замещению путем последовательного применения правила де Моргана.

Затем выполняется преобразование к вероятностной функции путем замены логических переменных на соответствующие им алгебраические,

операции «логическое И» на «умножение», «логическое ИЛИ» на «сложение», «логическое НЕ» $\bar{x}$ на выражение $(1 - x)$.

Способы снижения ресурсоемкости. Для снижения ресурсоемкости на каждом шаге алгоритма разрезания осуществляется упрощение рассматриваемых функций. Для этого применяются известные правила алгебры логики: отрицание отрицания, правило де Моргана, законы поглощения, законы дополнения, дистрибутивные законы. Упрощение функций позволяет сократить количество требуемых разрезов, а также общую ресурсоемкость выполняемых операций. Это приводит к ускорению расчетов в 5–10 раз.

Также расчет может быть ускорен путем выде-

ления независимых сегментов логической функции, заменяемых при анализе одной переменной. Независимые сегменты – это фрагменты логической функции со следующими свойствами:

- встречаются в функции более одного раза;
- содержат только переменные, не используемые в других местах логической функции.

Независимые сегменты выделяются на этапе составления логической функции. К ним относятся фрагменты логической функции, соответствующие отдельным сегментам сети питания, отдельным сегментам коммуникационной сети.

Выделение независимых сегментов логической функции позволяет ускорить расчет еще в 3–5 раз.

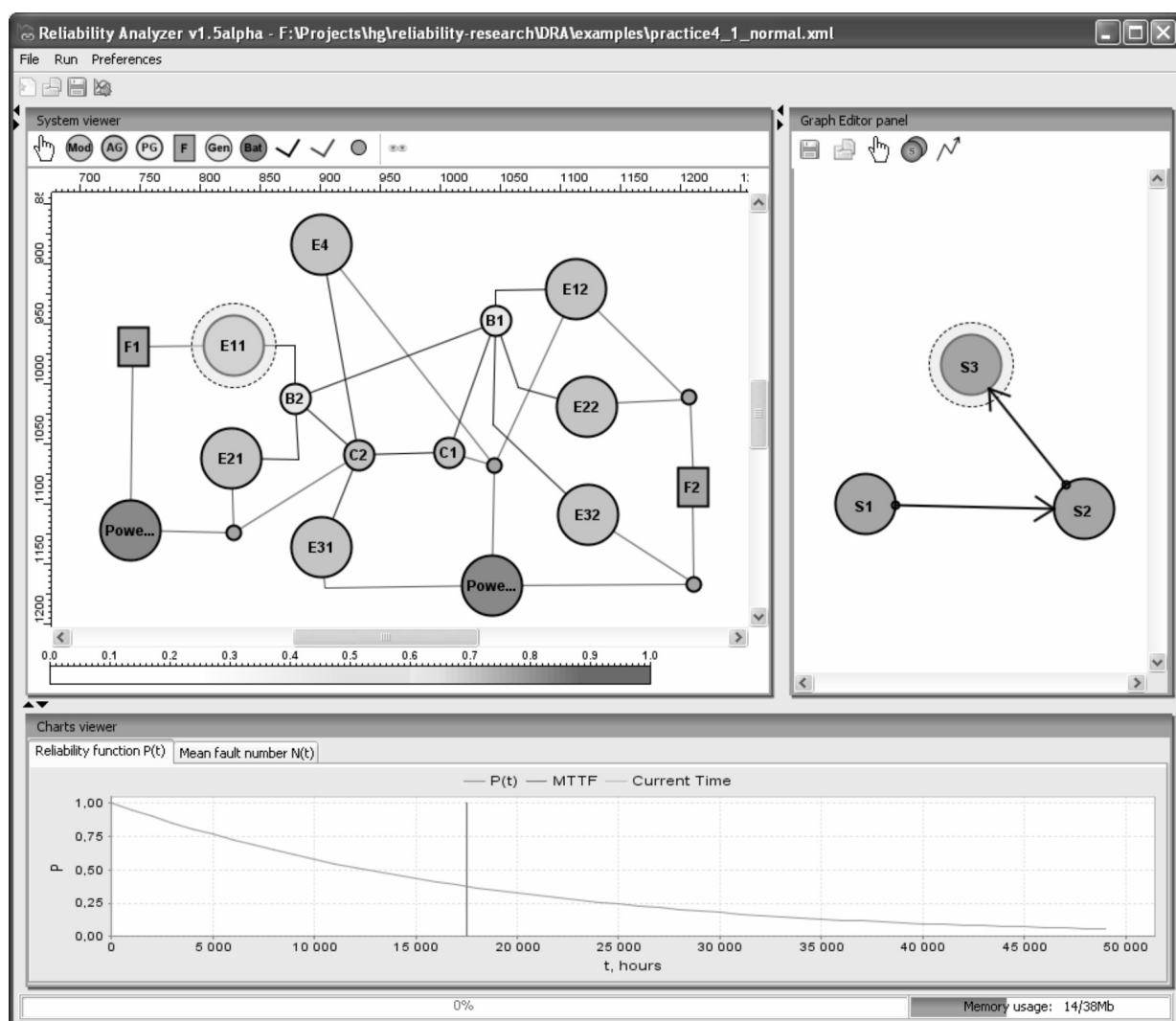


Рис. 3. Интерфейс средства Digitek RA



5. Средство анализа надежности Digitek RA

Разработанные методы и алгоритмы реализованы в средстве Digitek RA [18]. Данное средство позволяет:

задавать в графической форме структуру системы, задавать интенсивности отказов элементов, описывать ФР системы (в соответствии с приведенной выше моделью);

рассчитывать показатели надежности: вероятность безотказной работы, среднее время наработки до отказа, среднее число отказов за период, влияние элементов на надежность системы.

Рассчитанные показатели надежности выводятся в графическом виде, а влияние элементов на надежность системы – с помощью цвета тени каждого элемента. Интерфейс Digitek RA представлен на рис. 3.

Разработанное средство проверялось на реальных автомобильных системах управления, предоставленных одним из ведущих производителей автомобилей. Средство применялось в процессе проектирования архитектуры системы управления автомобилем нового поколения. С его помощью выполнено сравнение альтернативных архитектур и осуществлен выбор наилучшей по критериям надежности и стоимости.

Текущая версия средства Digitek RA позволяет выполнять анализ надежности систем сложностью до тысячи элементов. Время ана-

лиза системы размером 100 элементов занимает приблизительно 5–10 мин (эксперименты проводились на компьютере с одним процессорным ядром и 256 Мб оперативной памяти).

Основные результаты данной работы заключаются в следующем.

Предложена метамодель, позволяющая описывать структуру и правила построения ФРС информационно-управляющих систем.

Предложен подход, позволяющий автоматизировать этапы построения ФРС, формирования вероятностной функции и расчет показателей надежности. Уточнены и разработаны отдельные методы анализа надежности.

Разработано программное средство анализа надежности, реализующее разработанные методы. Данное средство позволяет рассчитывать вероятность безотказной работы системы, среднее время наработки до отказа, среднее число отказов за интервал времени, коэффициент влияния элемента на надежность системы. Практика использования разработанного средства показала эффективность его использования для систем размером порядка сотен элементов.

Возможным развитием настоящей работы является использование алгоритмов анализа надежности системы для автоматизации синтеза структуры системы.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Рябинин, И.А.** Надежность и безопасность структурно-сложных систем [Текст] / И.А. Рябинин. –СПб.: Политехника, 2000. –248 с.
2. **Черкесов, Г.Н.** Об одном методе получения общего решения булева уравнения [Текст] / Г.Н. Черкесов, Ю.В. Степанов // Матер. конф. Логико-математические методы в технике, экономике, социологии. –Пенза: Изд-во Пензенского технологического ин-та, 1998. –С. 18–20.
3. **Рябинин, И.А.** Логико-вероятностные методы исследования надежности структурно-сложных систем [Текст] / И.А. Рябинин, Г.Н. Черкесов. –М.: Радио и связь, 1981.
4. **Левченко, В.С.** Общий вид решений булевых уравнений [Текст] / В.С. Левченко // АИТ. –2000. –№ 2. –С. 139–149.
5. **Гогин, Ю.А.** Логико-вероятностное моделирование больших или сложных систем (основания и математический аппарат) [Текст] / Ю.А. Гогин. –Л.: Изд-во ЛВИКА им. А.Ф. Можайского, 1972. –262 с.
6. **Andrews, J.D.** Fault Tree and Markov Analysis Applied to Various Design Complexities [Электронный ресурс] / J.D. Andrews, Clif Ericson // Proc. of the 18th International Systems Safety Conf. –2000. –Режим доступа: <http://www.fault-tree.net/papers/ericson-fta-vs-markov.pdf>
7. **Ericson, Clif.** Fault Tree Analysis – a History [Электронный ресурс] / Clif Ericson // Proc. of the 17th International Systems Safety Conf. –1999. –Режим доступа: <http://www.fault-tree.net/papers/ericson-fta-history.pdf>
8. **Long, R.** Variants of Classical Cutset Characterization [Электронный ресурс] / R. Long // Proc. of the 21th International Systems Safety Conf. –2003. –Режим доступа: <http://www.fault-tree.net/papers/long-variants-cutsets-2003issc.pdf>
9. **Andrews, J.D.** An Analysis Strategy for Large Fault Trees [Text] / J.D. Andrews // Proc. of the 21st International System Safety Conf., Aug. 4–8, 2003. –Ottawa, Westin Hotel. –P. 375–386.
10. **Bartlett, L.M.** Progression of the binary decision diagram conversion methods [Text] / L.M. Bartlett // Proc.

of 21st International System Safety Conf., Aug. 4–8, 2003. –Ottawa, Westin Hotel. –P. 116–125.

11. ReliaSoft Corporation. Comparison of RBD and Fault Tree Simulation [Электронный ресурс] // HotWire Iss. 44 (Oct. 2004). –Режим доступа: <http://www.weibull.com/hotwire/issue44/relbasics44.html>

12. Isograph Reliability Analysis Software [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.isograph-software.com>

13. Reliability Software from ITEM [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.itemsoftware.com>

14. Advanced Logistics Development [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.albservice.com>

15. The Product Development Company [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.ptc.com>

16. Reliability Software [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.reliasoft.com>

17. ПК Арбитр [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.szma.com/pkasm.shtml>

18. Digitek Reliability Analyzer [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://kspt.fik.spbstu.ru/course/depend/dra>

СЕТЕЦЕНТРИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ ДОСТУПА К ИНФОРМАЦИОННЫМ РЕСУРСАМ В СРЕДЕ ОБЛАЧНЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ

Постоянно увеличивающиеся скорость процессов сетевого обмена и широкое использование сервис-ориентированной архитектуры предъявляют высокие требования к эффективности функционирования систем контроля доступа (КД) к информационным ресурсам. Так, наряду с управлением процессами авторизации и аутентификации в среде облачных вычислений (ОВ) системы КД должны снижать риски нарушения политики информационной безопасности (ПИБ), связанные с применением технологий виртуализации и динамическим характером предоставляемого набора информационных сервисов.

Однако системы информационной безопасности (ИБ), реализуемые в рамках подхода AAA (Authentication, Authorization, Accounting) на основе мандатных, дискреционных и ролевых моделей доступа, не в полной мере учитывают требования адаптации информационных сервисов к динамически изменяющейся конфигурации сетевых ресурсов. В [1] показано, что такие системы позволяют эффективно реализовывать требования ПИБ только тогда, когда отношения между субъектами и объектами информационного взаимодействия описываются с помощью простых предикатных отношений или бинарных характеристических функций доступа (ХФД). В результате за рамками возможностей систем ИБ остаются такие аспекты контроля доступа, которые являются следствием сетевой связанности субъектов и объектов информационного взаимодействия.

Учитывая это, в статье рассматривается новый класс моделей КД, основанный на так называемом *сетецентрическом подходе* [2, 3]. Предложенная модель позволяет реализовать методы

КД, ориентированные на использование группировок межсетевых экранов (МСЭ), работающих в режиме полной скрытной фильтрации [4] в среде ОВ.

Сетецентрический подход к задачам КД в среде ОВ

Сетецентричность – это принцип организации систем информационного взаимодействия, опирающийся на распределенную мультисервисную сеть связи, обеспечивая:

- 1) режим ситуационной *осведомленности*, основанный на непрерывной актуализации источников данных о состоянии информационных ресурсов;
- 2) поддержание *целостного* состояния сетевой среды или оценки рисков нарушения ее целостности;
- 3) использование для целей *управления* как локальных, так и пространственно-удаленных информационно-вычислительных ресурсов.

Таким образом, носителями свойства сетецентричности можно считать методы идентификации состояния и средства реализации механизмов информационного обмена в сетевой среде, а сама сетецентричность обеспечивает возможность управления процессами сетевого взаимодействия по интегральным критериям, используя для этого пространственные, временные, масштабные, тематические и контекстные характеристики. Применительно к задаче КД в среде ОВ сетецентричность расширяет возможности поддержания в актуальном состоянии описания информационно-вычислительных ресурсов, необходимого для формирования динамических оценок рисков нарушения требований выбранной ПБ.

Среда ОВ является динамической системой [4], поэтому классические системы КД, основанные на описании процессов информационного взаимодействия с помощью ХФД, принимающих в пространстве возможных состояний информационных процессов значения из множества $\{0,1\}$, не могут эффективно использоваться для контроля доступа к сервисам и вычислительным ресурсам, для которых требования ИБ формируются в терминах оценки рисков нарушения ПБ. В рамках сетцентрического подхода ХФД в зависимости от состояния объектов и субъектов информационного взаимодействия может принимать значения из интервала $[0,1]$, а ее конкретное числовое значение – изменяться во времени.

Рассматриваемые ниже методы учета факторов рисков и оценки их значимости применительно к событиям нарушения ПБ существенно учитывают особенности организации информационного обмена, представленного совокупностью информационных (ИВС) и технологических (ТВС) виртуальных соединений в рамках модели «субъект–действие–объект» (рис. 1). Другими словами, действие, реализующее доступ субъекта к объекту в среде ОВ, трактуется не как однозначное решение о возможности обмена данными для реализации сервиса, организованного в форме ИВС, а оценивается с позиций риска нарушения ПИБ. При этом величина риска определяет долю пропускной способности, выделенную системой КД для ТВС. В этом случае запрет доступа означает нулевую пропускную способность ТВС, а разрешение на доступ с нулевым риском – выделение пропускной способности в соответствии с принципом best effort. Например, операцию информационного обмена можно связать с действием, которое приводит к отправке запроса и получения ответа по протоколу HTTP или обмену данными между клиентом и сервером в рамках сессии, принадлежащей тому или иному прикладному протоколу.

Формализация модели реализации действий, представленная в [5], позволяет связать характеристики ТВС с параметрами протоколов транспортного уровня, например TCP или UDP. Таким образом, действие характеризует процесс информационного обмена и описывается с помощью модели ИВС. Однако в соответствии с сетцентрическим подходом, действие как процесс передачи данных может быть совершено в рамках как одного, так и нескольких ТВС. В свою



Рис. 1. Взаимодействие объекта и субъекта

очередь, в рамках одного ТВС может быть совершено несколько действий, представленных различными моделями ИВС. Например, в спецификации протокола HTTP (RFC 2616) указывается, что обмен сообщениями может осуществляться в рамках одной TCP сессии (механизм persistent connections), но действия могут быть различными, в т. ч. объекты информационного взаимодействия могут быть разными. При этом одно ИВС может использовать несколько ТВС, например, передача файла по протоколу ftp осуществляется с помощью двух TCP соединений: одно управляющее, другое для передачи данных.

В результате описание системы КД может быть задана в виде следующей совокупности атрибутов $\{O, S, R, N, t_k\}$, где O – множество объектов; S – множество субъектов; R – множество отношений, включающее подмножества отношений вида субъект-субъект, субъект-объект, объект-объект; t_k – текущий момент времени. Множества O, S и R меняются с течением времени. Множество N – это множество операций управления доступом, в которое входят операции управления пропускной способностью соединения и полный запрет соединения. Подмножество средств, реализующих операции из N – это группировка МСЭ, которая осуществляет согласованное управление доступом в среде ОВ.

В рамках развиваемой модели предоставление права доступа к ресурсам, включающим в себя различные технические средства, предназначенные для хранения и обработки данных, в т. ч. программное обеспечение (сервисы), доступное в режиме онлайн или по требованию, не должно определяться исключительно на основе простого сравнения между (атрибутами) объектов O и правами субъекта S .

На разрешение или запрет доступа могут влиять статически заданные связи и установленные ТВС рассматриваемых субъекта и объекта с другими субъектами и объектами системы. Для описания информационного взаимодействия компонент среды ОВ предлагается многоуровневая сетевая модель, содержащая отношения *субъект-субъект*, *объект-объект* и *субъект-объект*, в

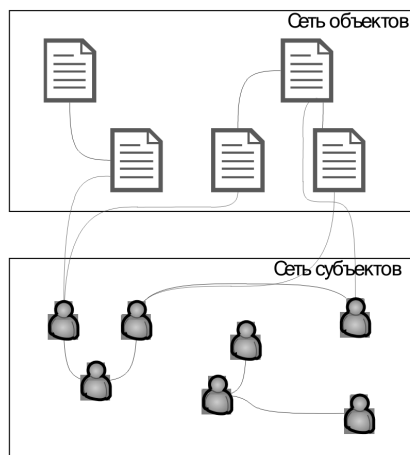


Рис. 2. Связи между субъектами и объектами

которой заданы как *внутрисетевые*, так и *межсетевые* отношения (рис. 2). Отношения объект-объект заданы как сеть объектов с топологией графа, $G_o = (O, L_o \in R)$, состоящего из узлов O и связей L_o . Аналогично, сеть субъектов задана в виде графа $G_s = (O, L_s \in R)$, описывающего взаимосвязи между субъектами. Связи между субъектами и объектами заданы в виде $L_i \in R$.

Каждая внутрисетевая или межсетевая связь имеет два атрибута доступа:

1. Потенциальная возможность доступа (осуществления действия) $КД(s_i \rightarrow o_i) = \{0, 1\}$. Атрибут принимает значение нуль (доступ запрещен) или единица (доступ потенциально разрешен) и задается при описании ПИБ, например: менеджеру из отдела продаж разрешен доступ к сервису размещения заявок. Данный атрибут также может быть определен исходя из используемой модели контроля доступа, например RBAC или, мандатной модели Белла-Ла-Падула.

2. Величина функции риска принимает значения из интервала и может трактоваться как вероятность нарушения ПБ субъектом среды ОВ: $ФР(s_i \rightarrow o_i) = [0..1]$, т. е. значение атрибута находится в диапазоне от нуля до единицы и характеризует долю пропускной способности виртуального соединения, используемого для доступа субъекта к информационному ресурсу с помощью ВС. Данная оценка изменяется в зависимости от ситуации в среде ОВ и основывается на анализе характеристик ИВС и ТВС с учетом того, что в рамках одного ТВС может выполняться несколько разных действий, принадлежащих разным ИВС.

Рассмотрим пример: пользователь s установил

TCP соединение с веб-приложением, которое содержит сервис получения информации о заявках заявок o_1 и сервис выдачи заявке нового статуса o_2 . Пусть сервисы имеют RESTful интерфейс [6], позволяющий применить заданные методы HTTP к определенному URI. Пусть, согласно ПИБ, пользователь может применять метод GET к URI сервиса получения информации о заявке и не может применять никакие методы к сервису обновления статуса заявки. Тогда если пользователь в рамках установленного соединения обращается к первому сервису заданным способом (разрешенный запрос), то наличие потенциальной возможности осуществления в рамках того же технологического TCP соединения попытки инициировать связь $s \rightarrow o_2$ влияет на значение функции $ФР(s \rightarrow o_i)$.

Связи R между объектами и субъектами могут быть заданы в виде множества ТВС и ИВС, связанных друг с другом. $ФР$ оценивается путем анализа существующих ИВС и ТВС в среде ОВ.

Введем следующие параметры для оценки функции риска $\{IVC, TVC, T, F, t_k\}$. IVC – множество информационных виртуальных соединений; TVC – множество технических виртуальных соединений; t_k – текущий отсчет времени; F – ПБ в виде правил фильтрации ТВС и ИВС; T – таблица соответствия ТВС и ИВС. Таблица содержит пары $\langle ivc_i, tvc_j \rangle$, обозначающие принадлежность i -го ИВС j -му ТВС. С помощью таблицы задается связь многие-ко-многим между ИВС и ТВС. Введем обозначения $get_ivc_by_tvc \times (tvc, F)$ – операция получения множества ИВС, которые могут быть выполнены в рамках заданного ТВС, $get_tvc_by_ivc(ivc, T)$ – операция получения списка ТВС, задействованных в заданном ИВС и $get_tvc_by_obj(o_k)$ – получение множества ТВС, инициированных каким-либо субъектом через объект o_k .

Для анализа $ФР$ действия субъекта s , который через объект среды ОВ o_k осуществляет действие по отношению к объекту o_i с помощью ivc_i необходимо найти множество ТВС, созданных путем действия через объект o_k : $TVC_{o_k} = get_tvc_by_obj(o_k)$ и множество ИВС:

$$IVC_{o_k} = \bigcup_j get_ivc_by_tvc \times (get_tvc_by_obj(o_k)_j, F) \times \left(\bigcup get_ivc_by_tvc \times (get_tvc_by_ivc(ivc_i, T), F) \right)$$

Таким образом, можно получить множество

возможных ИВС, которые могут быть совершены или совершаются в рамках множества существующих ТВС заданного объекта o_k . Понятно, что не обязательно все данные ИВС выполнялись когда-либо в среде ОВ и что среди указанных ИВС могут находиться запрещенные соединения. В качестве одной из возможных реализаций функции риска предлагается значение отношения количества запрещенных ИВС, т. е. не соответствующих ПБ, не выполняющих правила F , к общему количеству возможных ИВС:

$$\Phi P = \frac{|IVC_{o_k - \text{запрещ}}|}{|IVC_{o_k}|}.$$

Сетецентрическое управление доступом осуществляется с помощью управления пропускной способностью ТВС, в рамках которых осуществляется ИВС на основе значения ХФД, вычисленной для заданных субъекта и объекта.

Методы управления доступом в среде ОВ

Рассмотрим подход к реализации ПБ с помощью группировки МСЭ, работающих в режиме полной скрытной фильтрации. В группировку входят как аппаратные, так и виртуальные МСЭ, позволяющие контролировать взаимодействие между виртуальными машинами по линиям связи, формируемыми виртуальными коммутаторами, осуществлять защиту управляющих компонент и средств виртуализации среды ОВ от внутренних угроз [6].

Интеграция МСЭ в облачную среду достигается путем запуска программного обеспечения экрана в виртуальной машине с тремя сетевыми интерфейсами – фильтрующий входной, филь-

трующий выходной и управляющий. ВМ МЭ подключается к виртуальному коммутатору, который интегрируется с гипервизором. Виртуальный сетевой трафик коммутруется на порт коммутатора, к которому подключен входной интерфейс МСЭ, осуществляющий контроль ТВС и ИВС. Если ТВС между ВМ разрешено, то МСЭ осуществляет передачу трафика на второй сетевой интерфейс, откуда осуществляется коммутация трафика на порт назначения (рис. 3).

Система СПБИОП подключена к МСЭ и сервисам, осуществляющим управление средой ОВ, благодаря чему обеспечивается актуализация состояния облака в системе управления доступом, т. к. все операции управления жизненным циклом ВМ в среде ОВ осуществляются через обращение к сервисам управления средой ОВ. Отслеживаются все изменения ПБ, генерируются правила фильтрации и отправляются ВМ МСЭ, которые являются распределенными компонентами системы КД в среде ОВ.

Для организации сетецентричной системы КД в среде ОВ необходимо применить следующие методы:

1. Распределение средств защиты – МСЭ по компонентам среды ОВ, в которых осуществляется запуск ВМ и сервисов, – гипервизорам. Каждый виртуальный коммутатор гипервизора должен содержать МСЭ.
2. Управление группировкой МСЭ с помощью ПБ и оперативной обстановки (СПБИОП), содержащего ПИБ и состояние среды ОВ.
3. Виртуализация МСЭ. Запуск ПО МСЭ в виртуальной машине, подключенной к внутренним виртуальным коммутаторам гипервизора,

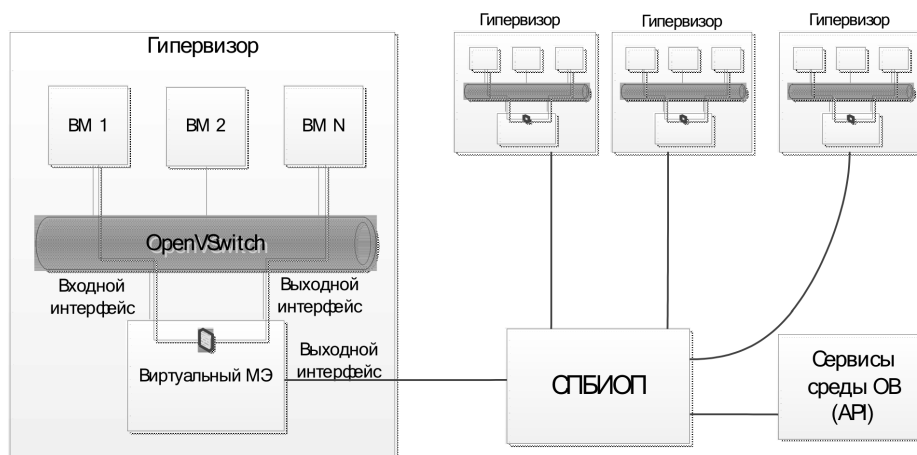


Рис. 3. Архитектура системы управления доступом в среде ОВ



для контроля взаимодействия ВМ среды ОВ.

4. Прозрачная интеграция средств защиты. Наличие системы КД не изменяет топологию сетевой подсистемы среды ОВ.

5. Скрытый режим управления ВС. Контроль осуществляется МСЭ, которые сами не являются субъектами и объектами информационного обмена. МСЭ должны осуществлять контроль ТВС и управление их пропускной способностью на основе ФР.

Сетецентричность предлагаемой системы КД заключается в следующем:

- ситуационная осведомленность достигается передачей информации системе СПБИОП об изменении состоянии среды ОВ от облачных управляющих сервисов;
- целостное состояние сетевой среды обеспечивается путем использования единых средств контроля всех сетевых соединений. Контроль осуществляется ВМ МСЭ, функционирующими в каждом гипервизоре среды ОВ;
- в качестве целей управления используются локальные средства защиты – ВМ МСЭ и удаленные – СПБИОП и сервисы среды ОВ.

В статье предложена сетецентрическая модель и методы КД в среде ОВ. Подробнее архитектура и реализация вычислительной облачной системы с интегрированной сетецентрической системой защиты описана в работах [3, 6]. По результатам ис-

следования сформулированы следующие выводы.

Предлагаемая модель сетецентричного управления доступом с помощью группы ВМ МСЭ позволяет организовать управление доступом в среде ОВ. Так как система защиты носит распределенный характер, предлагаемое решение обладает свойством масштабируемости, что является необходимым в облачных системах.

Модель не заменяет классические модели КД, а дополняет их путем ввода дополнительно-го анализа вычислительной среды и накладывает дополнительные условия на принятие решения о разрешении доступа путем управления пропускной способностью ТВС.

Важная особенность рассматриваемой системы защиты – возможность контроля ТВС и ИВС между ВМ, что неосуществимо с помощью классических средств разграничения доступа.

Предлагаемое решение может применяться не только в среде ОВ, но и в корпоративных сетях, особенно учитывая тенденцию переноса корпоративных сервисов в виртуальную инфраструктуру.

В рамках дальнейшей работы предлагаемую сетецентрическую модель управления доступом необходимо расширить и разработать методики расчета динамической оценки возможности доступа на основании связей между объектами и субъектами вычислительной среды в реальном времени с помощью контроля ВС в МСЭ.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Ting Wang**. Network-centric Access Control: Models and Techniques, 2010 [Электронный ресурс] / Wang Ting, Mudhakar Srivatsa, Dakshi Agrawal. – Режим доступа: <http://citeseerx.ist.psu.edu/viewdoc/download?doi=10.1.1.173.3712&rep=rep1&type=pdf>
2. **Amine Chigani**. The Implications of Network-Centric Software Systems on Software Architecture: A Critical Evaluation [Text] / Chigani Amine, James D. Arthur. –Department of Computer Science. Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 2007.
3. **Zaborovsky, V.** Dynamic Access Control in Cloud Services [Text] / V. Zaborovsky, A. Lukashin, S. Kupreenko [et al.] // International Transactions on Systems Science and Applications. –Dec. 2011. –Vol. 7. –№ 3/4. –P. 264–277.
4. **Zaborovsky, V.** Access Control in a Form of Active Queuing Management in Congested Network Environment [Электронный ресурс] / V. Zaborovsky, V. Mulukha // Proc. of The 10 International Conf. on Networks. –2011. – St. Maarten, The Netherlands Antilles, Jan. 23-28, 2011. –Published by XPS, 2011. –P.12–17. – Режим доступа: http://www.thinkmind.org/download.php?articleid=icn_2011_1_30_10189
5. RFC 2616. Hypertext Transfer Protocol – HTTP/1.1 [Электронный ресурс] / Internet Engineering Task Force, Network Working Group. –Режим доступа: <http://www.ietf.org/rfc/rfc2616.txt>
6. **Заборовский, В.С.** Архитектура системы разграничения доступа к ресурсам гетерогенной вычислительной среды на основе контроля виртуальных соединений [Текст] / В.С. Заборовский, А.А. Лукашин, С.В. Купреенко [и др.] // Вестник УГАТУ. Управление, вычислительная техника и информатика. –Уфа: Изд-во Уфимского авиационного технического ун-та, 2011. –Т. 15. –№ 5 (45).

БИОНИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОПТИМАЛЬНОГО РАЗМЕРА ГЕНЕРИРУЮЩИХ ЭЛЕКТРОДОВ ДЛЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ ТЕХНОЛОГИИ ВНУТРИСЕРДЕЧНОЙ НАВИГАЦИИ

Система внутрисердечной навигации

Системы навигации внутрисердечных электродов предназначены для отображения позиций эндокардиальных электродов (гибких проводников) в виртуальном трехмерном пространстве моделей камер сердца при проведении малоинвазивных операций по устранению аритмий сердца. Аритмии являются наиболее часто встречающимися заболеваниями сердца. Аритмии ведут к ухудшению качества жизни сами по себе и могут являться причиной более серьезных заболеваний.

В настоящий момент в клинической практике используются следующие системы навигации:

Carto XP (Biosense Webster, США) [1];

Биоток 3D (ООО «Л.М.Э. «Биоток», Россия) [2];

Элкарт Навигатор II (МПК «Электропульс», Россия) [3];

NavX (Ensite, США) [4].

Системы Carto XP и NavX обладают высокой стоимостью, а также требуют существенных затрат на расходные материалы. Так, комплект наружных генерирующих навигационное поле электродов для системы Ensite NavX имеет стоимость порядка 3 тыс. долл. США, а стоимость электрода с магнитным датчиком, используемого в системе Carto XP, составляет 2,5 тыс. долл. США. Уменьшение стоимости эксплуатации систем может быть достигнуто за счет использования электрического принципа навигации с применением стандартных электродов для снятия ЭКГ, однако в этом случае возникает вопрос, как изменяется генерируемое поле при изменении размеров генерирующих электродов. Таким образом, решение задачи определения оптимального размера генерирующих электродов для системы навигации является актуальным.

Постановка задачи

Как уже было замечено ранее, электрические поля в теле человека искажаются вследствие неоднородной проводимости тканей тела. Для оценки этих нелинейностей требуется провести

моделирование распределения электрических потенциалов в теле человека. В данном случае необходимо определиться с двумя вопросами: методом описания объекта моделирования и методом расчета полей. Математическое описание электромагнитного поля представляет собой уравнения Максвелла:

$$\left\{ \begin{array}{l} \nabla \cdot E = \frac{1}{\epsilon_0} \rho_{tot}, \\ \nabla \cdot B = 0, \\ \nabla \times E = -\frac{\partial B}{\partial t}, \\ \nabla \times B = \mu_0 j_{tot} + \frac{1}{c^2} \frac{\partial E}{\partial t}. \end{array} \right. \quad (1)$$

Из четвертого уравнения Максвелла, как показано в [5], следует, что при выполнении условия (2) электромагнитное поле можно считать квазистационарным:

$$\epsilon\omega \ll \sigma. \quad (2)$$

В этом случае считается, что магнитное поле не меняется во времени и для расчета поля можно воспользоваться законом Ома (3). Взяв дивергенцию от обеих частей уравнения, считая, что в моделируемой области нет источников тока, получим уравнение (4). Аналогичное уравнение получено в работе [6]:

$$\bar{j} = \sigma \bar{E}, \quad (3)$$

$$\nabla \cdot (\sigma \nabla \phi) = 0. \quad (4)$$

Уравнение (4) относится к классу дифференциальных уравнений в частных производных эллиптического типа. Для полного решения задачи уравнение (4) необходимо дополнить граничными условиями. В работе заданы граничные условия второго рода, производная потенциала на границах моделируемой области принята бесконечно малой величиной.

Для решения системы выбран метод сеток в декартовой системе координат, т. к. исходные данные (томографические срезы) уже представляют собой сетку с сопоставленной для узлов

проводимостью. Использование метода сеток, по сравнению с методом конечных элементов, позволяет избежать этапа построения поверхностей моделируемых сред. Для описания системы уравнений методом сеток, необходимо переписать уравнение (4), воспользовавшись формулой преобразования дивергенции произведения:

$$(\nabla \cdot \sigma) \nabla \varphi + \sigma \nabla^2 \varphi = 0. \quad (5)$$

Воспользовавшись формулами аппроксимации производных, получим формулу аппроксимации для объемного случая:

$$\begin{aligned} \varphi'_{i,j,k} = & (1 - \omega) \cdot \varphi_{i,j,k} + \\ & + \omega \left(\left(\frac{(\sigma_{i-2,j,k} - 8\sigma_{i-1,j,k} + 8\sigma_{i+1,j,k} - \sigma_{i+2,j,k})}{12\sigma h_i} + \right. \right. \\ & + \frac{(\sigma_{i,j-2,k} - 8\sigma_{i,j-1,k} + 8\sigma_{i,j+1,k} - \sigma_{i,j+2,k})}{12\sigma h_j} + \\ & + \left. \left. \frac{(\sigma_{i,j,k-2} - 8\sigma_{i,j,k-1} + 8\sigma_{i,j,k+1} - \sigma_{i,j,k+2})}{12\sigma h_k} \right) \times \right. \\ & \times \left(\frac{(\varphi_{i-2,j,k} - 8\varphi_{i-1,j,k} + 8\varphi_{i+1,j,k} - \varphi_{i+2,j,k})}{12h_i} + \right. \\ & + \frac{(\varphi_{i,j-2,k} - 8\varphi_{i,j-1,k} + 8\varphi_{i,j+1,k} - \varphi_{i,j+2,k})}{12h_j} + \\ & + \left. \left. \frac{(\varphi_{i,j,k-2} - 8\varphi_{i,j,k-1} + 8\varphi_{i,j,k+1} - \varphi_{i,j,k+2})}{12h_k} \right) + \right. \\ & + \frac{-\varphi_{i-2,j,k} + 16\varphi_{i-1,j,k} + 16\varphi_{i+1,j,k} - \varphi_{i+2,j,k}}{24h_i^2} + \\ & + \frac{-\varphi_{i,j-2,k} + 16\varphi_{i,j-1,k} + 16\varphi_{i,j+1,k} - \varphi_{i,j+2,k}}{24h_j^2} + \\ & + \left. \left. \frac{-\varphi_{i,j,k-2} + 16\varphi_{i,j,k-1} + 16\varphi_{i,j,k+1} - \varphi_{i,j,k+2}}{24h_k^2} \right) / \right. \\ & \left. / \left(\frac{5}{4} \left(\frac{1}{h_i^2} + \frac{1}{h_j^2} + \frac{1}{h_k^2} \right) \right) \right). \end{aligned} \quad (6)$$

Для решения полученной системы уравнений использован метод релаксации. Эмпирически для параметра ω выбрано значение 0,95.

Моделирование электрических полей в среде с неоднородной проводимостью. Для моделирования электрических полей в теле человека использованы результаты томографических исследований. Пример томографического среза приведен на рис. 1. Взяты результаты томографического исследования, проведенного пациентке в возрасте

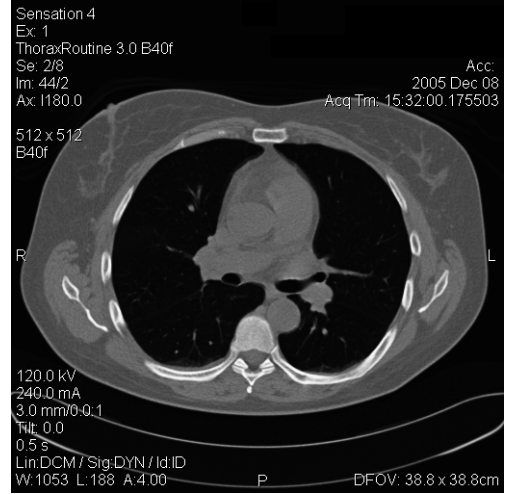


Рис. 1. Пример томографического среза

48 лет. Всего получена 101 единица томографических срезов с разрешением 512×512 пикселей, физические размеры среза 38,8×38,8 см, толщина среза 3 мм, таким образом, размер вокселя (элемент объемного изображения, содержащий значение элемента раstra в трехмерном пространстве) составил, 0,76×0,76×3 мм. Удельное сопротивление тканей тела человека приведено в табл. 1 [7].

Удельное сопротивление воздуха составляет 10^{14} – 10^{15} Ом·м. Удельное сопротивление геля для снятия ЭКГ составляет 0,7–0,9 Ом·м.

При разработке навигационной системы предполагалось, что для генерации навигационного поля на грудную клетку могут быть приклеены стандартные одноразовые электроды для снятия ЭКГ, диаметр такого электрода 5 мм. В виду их небольшого размера, создаваемые такими электродами поля могут иметь выраженное искривление в зоне интереса, поэтому также было про-

Таблица 1

Сопротивление тканей тела человека

Тип ткани	Удельное сопротивление, Ом·м*
Кровь, мышечная ткань	1,5
Кожа	5,5
Жировая ткань	15
Легкие при выдохе	23
Костная ткань	150

* Единица измерения удельного сопротивления в СИ – Ом·м. Физический смысл удельного сопротивления в СИ: сопротивление однородного куска проводника длиной 1 м и площадью токоведущего сечения 1 м².

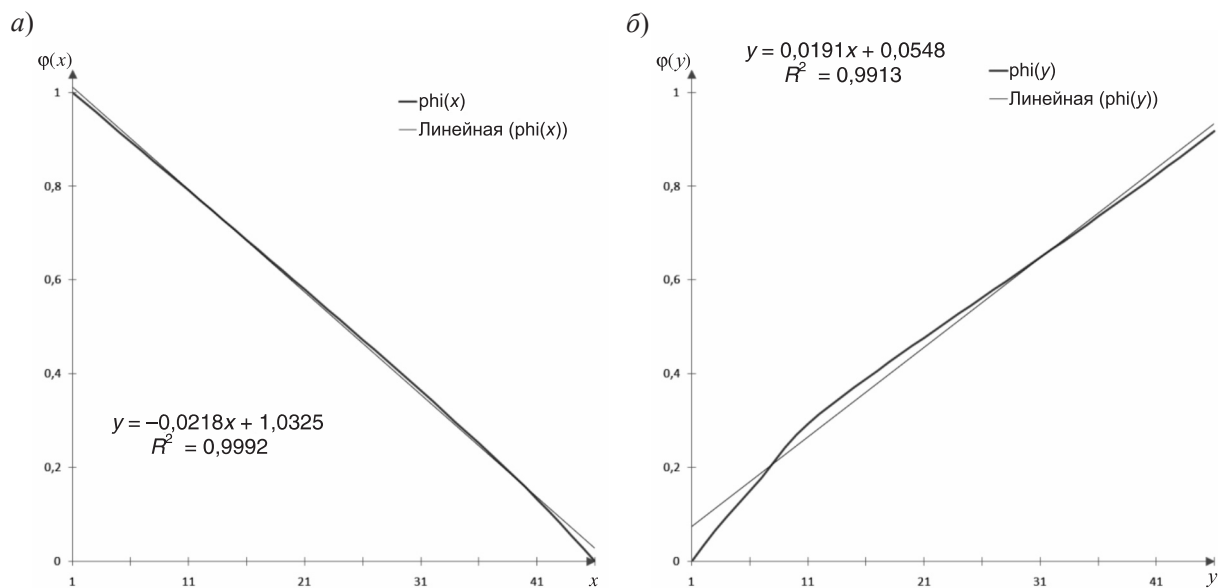


Рис. 2. Изменение потенциалов в рабочей области:

a – вдоль оси x ; b – вдоль оси y

(—) распределение потенциалов вдоль оси; (---) линейная аппроксимация распределения потенциалов, полученная с помощью метода наименьших квадратов; между исходным распределением потенциалов и его линейной аппроксимацией рассчитан коэффициент корреляции, отражающий «линейность» исходных данных

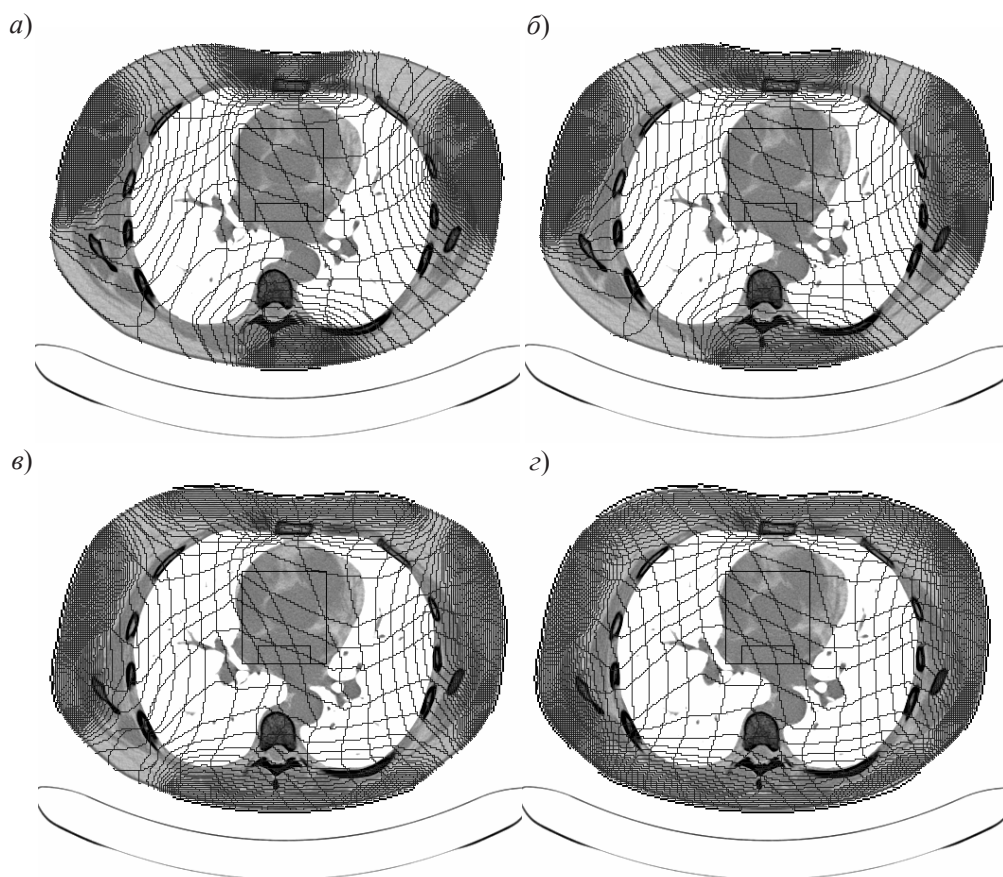


Рис. 3. Форма эквипотенциальных поверхностей электрических полей, генерируемых электродами разной величины:
 a – электроды $49,92 \times 51 \text{ мм}^2$; b – $149,76 \times 150 \text{ мм}^2$; c – $199,68 \times 198 \text{ мм}^2$; d – $299,52 \times 300 \text{ мм}^2$

Таблица 2

Изменения коэффициента корреляции между изменением потенциала в рабочей области и линейной аппроксимацией

Размеры электрода, мм ²	Коэффициент корреляции для оси x	Коэффициент корреляции для оси y
49,92×51	0,9992	0,9913
149,76×150	0,9998	0,9985
199,68×198	0,9999	0,9990
299,52×300	0,9999	0,9992

ведено моделирование электрических полей от генерирующих электродов с большими контактными поверхностями.

Сравнения полей от электродов разной величины выполнялось с помощью оценки коэффициента корреляции между распределением потенциала вдоль оси и его линейной аппроксимацией, значения даны в табл. 2. Графики для электродов размерами 5×5 мм² приведены на рис. 2.

На рис. 3 показана форма эквипотенциальных поверхностей электрических полей, генерируемых электродами разной величины.

Решение модельной задачи

В работе проведено математическое моделирование на двух фантомах. Тело представляло собой цилиндр, в котором сердце в виде шара в центре тела, а также легкие в виде двух цилиндров. Проведено сравнение фантомов «с легкими» и «без легких». Результаты моделирования приведены на рис. 4. Видно, что «выпрямление» эквипотенциальных поверхностей происходит в области сердца. Таким образом, «выпрямление» эквипотенциальных поверхностей в рабочей зоне

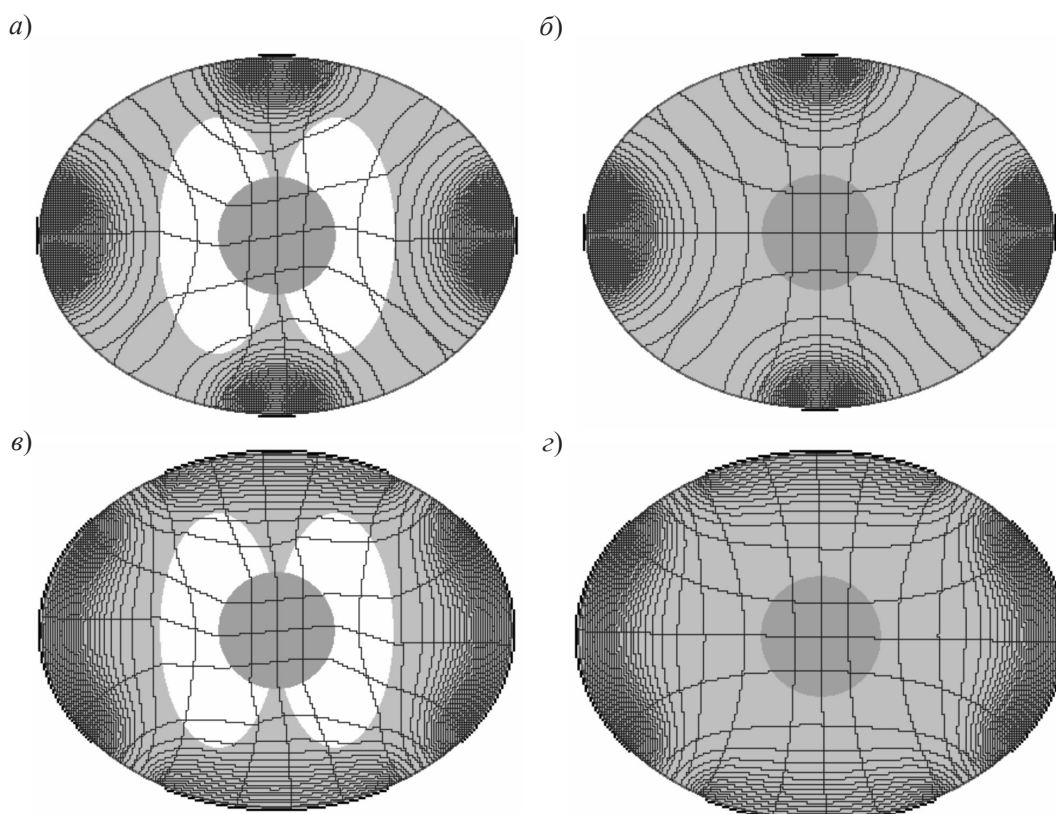


Рис. 4. Эквипотенциальные поверхности на фантомах от электродов:

a – фантом с легкими, электроды размером 49,92×51 мм²; $б$ – фантом без легких, электроды размером 49,92×51 мм²; $в$ – фантом с легкими, электроды размером 149,76×150 мм²; $г$ – фантом без легких, электроды размером 149,76×150 мм²

слабо зависит от размеров генерирующих электродов и обусловлено анатомическим строением грудной клетки человека.

Приведенные данные позволяют сделать вывод о незначительном улучшении линейности при увеличении размеров генерирующих электродов. При этом стоимость электродов от наименьшего

до наибольшего размера увеличивается на два порядка. Из сказанного выше можно сделать вывод о приемлемости использования электродов для снятия ЭКГ в качестве электродов, генерирующих навигационные поля, с точки зрения «качества» получаемого навигационного поля, которое в первую очередь определяется анатомическим расположением рабочей зоны.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Carto XP EP Navigation System [Электронный ресурс] / Biosense Webster, Inc. 2010. – Режим доступа: <http://www.biosensewebster.com/products/navigation/cartoxp.aspx>
2. Комплекс трехмерной локации электродов эндокардиальных катетеров Биоток [Электронный ресурс] / ООО «Л.М.Э. «Биоток», 2004. – Режим доступа: <http://www.biotok.ru/ru/product/operating/1/>
3. Элкарт II Навигатор [Электронный ресурс] / МПК Электропульс. – Режим доступа: <http://www.electropulse.ru/ru/products/elkart2navigator/>
4. EnSite NavX Navigation & Visualization Technology [Электронный ресурс] / St. Jude Medical, Inc. 2011. – Режим доступа: <http://www.sjmprofessional.com/Products/US/Mapping-and-Visualization/EnSite-NavX-Navigation-and-Visualization-Technology.aspx>
5. Яковлев, В.И. Классическая электродинамика: Учеб. пособие [Текст] / В.И. Яковлев. – Новосибирск: Изд-во НГУ, 2003. – 267 с.
6. Pesola, Katja. Cardiomagnetic Source Imaging. Dissertation of Doctor of Science in Technology [Text] / Katja Pesola. – Helsinki University of Technology. 19.05.2000.
7. Мартыросов, Э.Г. Технологии и методы определения состава тела человека [Текст] / Э.Г. Мартыросов, Д.В. Николаев, С.Г. Руднев. – М.: Наука, 2006. – С. 104–248.

УДК 519.654:681.511.22

А.В. Димаки, А.А. Светлаков

ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМА КУМУЛЯТИВНЫХ СУММ ПРИ РЕКУРРЕНТНОМ ОЦЕНИВАНИИ ПАРАМЕТРОВ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ОБЪЕКТОВ УПРАВЛЕНИЯ

Многие объекты и процессы, встречающиеся в современной технике, являются нестационарными в том смысле, что все или некоторые их параметры могут скачкообразно изменяться со временем. Примерами подобных нестационарных объектов являются двигатели, работающие с переменной нагрузкой, трубопроводы, запорные элементы которых скачкообразно (или весьма быстро) изменяют свое положение и т. д. При решении задачи параметрической идентификации таких объектов возникает ряд проблем, связанных с необходимостью обнаружения моментов скачкообразного изменения или «переключения» их параметров [1].

В настоящее время в системах управления, работающих в реальном времени, широкое распространение получили алгоритмы идентифика-

ции, относящиеся к классу рекуррентных [2]. Такие алгоритмы позволяют, в частности, уточнять оценки неизвестных параметров модели объекта по мере поступления новых значений его выходов. При этом параметры объекта полагаются неизменными либо плавно изменяющимися величинами. Однако применительно к нестационарным объектам параметры, а следовательно, и выходы которых характеризуются кусочно-непрерывным поведением, такие алгоритмы демонстрируют значительное запаздывание при подстройке получаемых модельных оценок относительно момента скачкообразного изменения параметров объекта. В связи с этим представляет интерес разработка новых методов и алгоритмов для уменьшения «времени реакции» идентификаторов на упомянутые «скачки».

Одним из наиболее известных и широко распространенных алгоритмов обнаружения скачкообразных изменений параметров объекта является метод кумулятивных сумм [3], который изначально применялся для обнаружения разладов технологических процессов. Однако для решения рассматриваемой в статье задачи обнаружения изменения параметров объекта данный метод в исходном виде не может быть применен, поскольку в общем случае значения параметров объекта до и после скачка неизвестны. Следовательно, прежде чем обнаруживать моменты изменения параметров, необходимо каким-либо образом получить их оценки, опираясь на измеренные значения выхода объекта и предполагая известным общий вид зависимости выхода от времени. Таким образом, задачи параметрической идентификации и обнаружения моментов скачкообразных изменений параметров оказываются тесно связанными между собой.

В настоящей статье предложен алгоритм получения оценок параметров модели выхода объекта, основанный на совместном использовании рекуррентного метода наименьших квадратов (РМНК) и метода кумулятивных сумм. Возможности предлагаемого алгоритма продемонстрированы на простейшем примере получения оценок параметров одномерного объекта.

Постановка задачи и описание алгоритма ее решения

Рассмотрим объект с одним выходом Y , принимающим в момент времени t_0 значение $y_i, i = 1, 2, \dots$. В качестве модели выхода объекта выберем алгебраический полином n -го порядка

$$y_i = y(t_i) = \sum_{k=0}^n a_k t_i^k. \quad (1)$$

Будем считать, что параметры объекта могут скачкообразно изменяться в произвольный момент времени. Для получения оценок $\tilde{a}_i^k$ по периодически поступающим значениям выхода y_i в этом случае естественно применить РМНК [4].

Алгоритм решения задачи аппроксимации значений выхода объекта полиномом (1) на i -м шаге по времени записывается следующим образом:

$$\begin{aligned} u_i^T &= (1; t_i; \dots; t_i^n), \quad q_i = u_i^T \mathbf{P}_{i-1} u_i + 1, \\ \mathbf{P}_i &= \mathbf{P}_{i-1} - \mathbf{P}_{i-1} u_i (1/q_i) u_i^T \mathbf{P}_{i-1}, \\ a_i &= a_{i-1} + \mathbf{P}_i u_i (y_i - u_i^T a_{i-1}), \end{aligned}$$

где a_i – вектор оценок неизвестных коэффициентов полинома (1); $\mathbf{P}$ – весовая матрица; T – символ операции транспонирования.

В начальный момент времени значения оценок a_i и весовой матрицы $\mathbf{P}$ задаются следующим образом:

$$\tilde{a}_i = \mathbf{0}, \quad \mathbf{P} = \gamma \mathbf{E}, \quad \gamma \gg 1. \quad (2)$$

При скачкообразном изменении параметров идентифицируемого объекта требуется значительное время для подстройки РМНК-оценок $\tilde{a}_i$ под новые значения параметров объекта. В результате возникают временные интервалы, на которых ошибка аппроксимации значений выхода объекта велика.

Для уменьшения «времени подстройки» РМНК-оценок применим известный алгоритм, называемый *методом кумулятивных сумм* [3], сущность которого заключается в следующем. Определим кумулятивную сумму $S_j^i(v)$ как сумму невязок между значениями выхода объекта и их модельными оценками:

$$S_j^i(v) = v \sum_{m=j}^i (y_m - u_m^T a_m), \quad (3)$$

где индекс j соответствует моменту времени t_j , в который произошло предыдущее изменение параметров объекта, а параметр v имеет смысл отношения сигнал/шум и в простейшем случае может быть положен равным единице. Момент времени t_j , такой, что

$$|S_j^i| > \lambda,$$

где λ – некоторое пороговое значение, будем считать моментом переключения параметров объекта. Значения вектора оценок параметров $\tilde{a}_i$ и весовой матрицы $\mathbf{P}$ после обнаружения скачкообразного изменения параметров устанавливаем согласно (2), а значение кумулятивной суммы $S_j^i(v)$ обнуляем.

Исследование свойств получаемых РМНК-оценок на модельном примере

Описанный выше алгоритм апробирован на модельном примере. Выход объекта описан квадратичной функцией вида

$$y_i = y(t_i) = \begin{cases} 25 - t_i^2 + \varepsilon(t_i), & t_i \leq 5 \\ t_i^2 - 25 + \varepsilon(t_i), & t_i > 5 \end{cases} \quad (4)$$

где $\varepsilon(t_i)$ – значения случайной нормально распределенной некоррелированной помехи, имеющей в данном примере нулевое среднее значение и среднеквадратичное отклонение, равное двум. Как видно из (4), в момент времени $t = 5$ происхо-

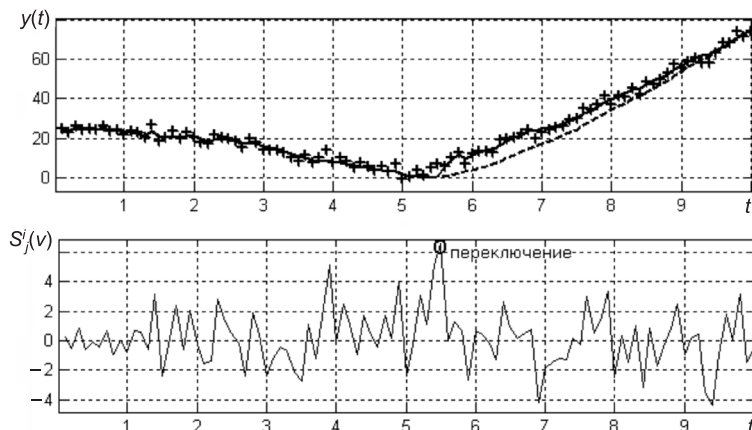


Рис. 1. Пример работы алгоритма оценки параметров объекта
($\circ$) – обнаруженное изменение параметров

дит скачкообразное изменение знака параметров объекта. В качестве функции, аппроксимирующей временную зависимость значений выхода объекта, использован алгебраический полином второго порядка.

Сплошной линией на рис. 1 показана аппроксимирующая зависимость, полученная при помощи РМНК и метода кумулятивных сумм, значками «+» отмечены значения функции $y(t)$, имитирующей зашумленный выход объекта, штриховой линией показана аппроксимирующая зависимость, полученная без использования метода кумулятивных сумм. Как видно из данного рисунка, применение метода кумулятивных сумм для отслеживания моментов «переключений» параметров объекта позволяет значительно снизить время подстройки их оценок.

Вопрос об оптимальном значении порога λ остается открытым. В настоящем примере значение λ было принято равным $\lambda = 3\sigma$, где σ – известное значение с.к.о. шума измерений, что позволило добиться точного обнаружения момента скачкообразного изменения параметров

при малом количестве ложных срабатываний алгоритма. В реальных системах параметры шума могут быть неизвестными, кроме того, они могут изменяться со временем, что в значительной мере затрудняет выбор оптимального значения порога срабатывания. Решение указанной проблемы выходит за рамки настоящей статьи.

Аппроксимация временной зависимости уровня жидкости в резервуаре

Разработанный метод апробирован на экспериментальной зависимости уровня вязкой жидкости в резервуаре при ее истечении и нагнетании в резервуар. На рис. 2 показана временная зависимость уровня жидкости в резервуаре и аппроксимирующие ее функции, построенные при различных значениях порога срабатывания λ .

Видно, что отслеживание моментов переключения параметров объекта позволяет значительно снизить невязку между измеренными данными и аппроксимирующей их зависимостью, оценки параметров которой получены при помощи РМНК (кривые 3 и 2 на рисунке). Однако использование

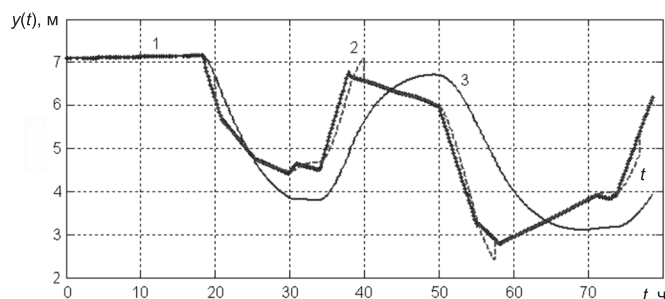


Рис. 2. Результаты аппроксимации временной зависимости уровня жидкости в резервуаре:

1 – измеренная зависимость и совпадающие с ней аппроксимирующие кривые при порогах срабатывания $\lambda = 0,005$ и $\lambda = 0,05$; 2 – аппроксимирующая кривая при $\lambda = 0,5$; 3 – аппроксимирующая кривая, построенная без применения метода кумулятивных сумм

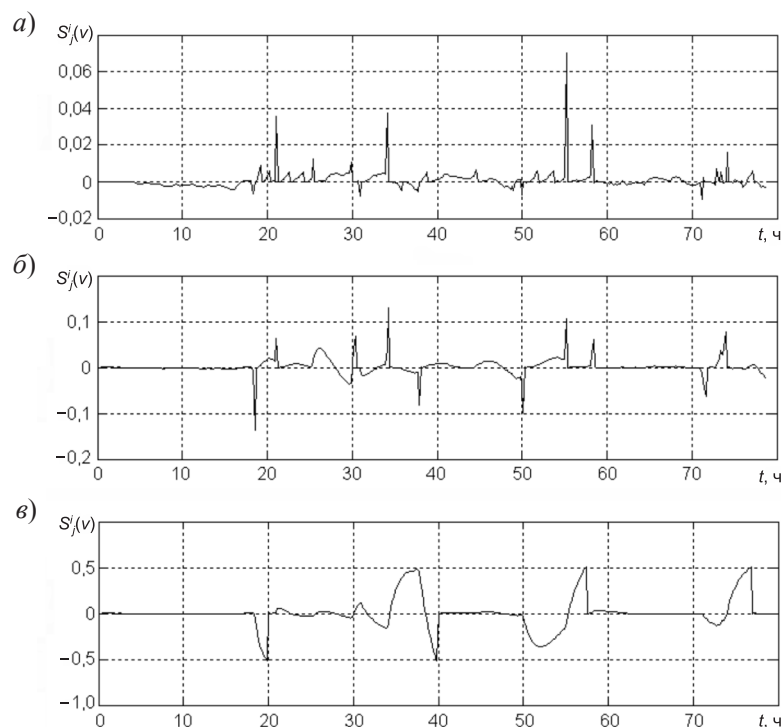


Рис. 3. Значения кумулятивной суммы (3) при различных величинах порога срабатывания:
 $a - \lambda = 0,005$; $b - \lambda = 0,05$; $v - \lambda = 0,5$

слишком малых значений порога срабатывания приводит к возрастанию количества «обнаруживаемых» ложных переключений. Таким образом, выбор адекватного значения порога срабатывания λ важен для обеспечения корректной работы описанного алгоритма. Данная задача представляет самостоятельный интерес, решение ее, как было отмечено выше, выходит за рамки настоящей работы.

Заметим, что применение полинома вида (1) в качестве модели выхода объекта позволяет получить оценки его параметров только в тех случаях, когда зависимость значений выхода объекта от времени действительно является алгебраическим полиномом. Во всех остальных случаях предложенный метод позволяет лишь аппроксимировать значения выхода и обнаружить моменты скачкообразных изменений параметров объекта на основе алгоритма кумулятивных сумм (рис. 3). Для получения оценок параметров нелинейных динамических объектов следует применять соот-

ветствующие алгоритмы [2], которые могут быть также дополнены алгоритмом кумулятивных сумм с целью обнаружения скачкообразных изменений параметров.

В статье на простых примерах показано, что совместное применение метода кумулятивных сумм и РМНК позволяет увеличить скорость сходимости оценок параметров модели объекта управления по сравнению с РМНК-оценками, получаемыми традиционным путем. Описанная идея требует дальнейшего развития, в частности, на данном этапе остается открытым вопрос выбора значения порога срабатывания, оптимального для обнаружения скачкообразных изменений параметров. Полученные результаты могут использоваться при разработке алгоритмов идентификации и управления нестационарными объектами, параметры которых скачкообразно изменяются в произвольные моменты времени.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Райбман, Н.С. Основы управления технологическими процессами [Текст] / Н.С. Райбман; под ред. Н.С. Райбмана. – М.: Наука, 1978. – 440 с.
2. Рубан, А.И. Идентификация нелинейных динамических объектов на основе алгоритма чувствительности [Текст] / А.И. Рубан. – Томск: Изд-во ТГУ, 1975. – 272 с.
3. Бассвиль, М. Обнаружение изменения свойств сигналов и динамических систем [Текст] / М. Бассвиль; Пер. с англ.; под ред. М. Бассвиль, А. Банвениста. – М.: Мир, 1989. – 278 с.
4. Льюнг, Л. Идентификация систем. Теория для пользователя [Текст] / Л. Льюнг. – М.: Наука, 1991. – 432 с.

МЕТОД КОНТРОЛЯ ДОСТУПА НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА КОНТЕНТА ВИРТУАЛЬНЫХ СОЕДИНЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НУМЕРАЦИИ ГЁДЕЛЯ

С развитием технологий, в частности, облачных вычислений, остро встает проблема надежного и своевременного контроля доступа (КД) к информационным ресурсам (ИР). Используемые подходы к реализации систем контроля доступа (СКД) основаны на анализе сетевого трафика на предмет его соответствия политике информационной безопасности (ПИБ). СКД должны вычислять угрозу информационной безопасности в условиях динамического изменения характеристик виртуальных соединений к информационным ресурсам на основе действующей ПИБ и формировать правила фильтрации для межсетевых экранов (МЭ).

В статье рассматривается модель организации процессов информационного взаимодействия, предложенная в [1], в которой выделяют понятие *информационного виртуального соединения* (ИВС), определяющего процедуру информационного обмена, и понятие *множества технологических виртуальных соединений* (ТВС), обеспечивающих процедуру упорядоченной передачи данных для ИВС с использованием транспортных протоколов TCP и UDP. ТВС обладают рядом статических (порт, IP-адреса) и динамических (полоса пропускания λ) характеристик, в то время как ИВС характеризуется контентом передаваемых данных. Под термином *виртуальное соединение* (ВС) понимают совокупность ИВС и обеспечивающих его ТВС.

В терминах модели субъект-действие-объект в рассматриваемой задаче субъектом является пользователь сети [2] или инициализированный им сервис, объектом – информационный ресурс (ИР), к которому происходит доступ, а действие субъекта на объект происходит путем организации ВС к ИР. В рамках введенной модели КД осуществляется посредством управления параметрами ТВС. Если доступ запрещен, то все пакеты ТВС отбрасываются МЭ, если разрешен – пропускаются в соответствии с принципом *best effort*.

В настоящее время процесс принятия решения о безопасности сетевого взаимодействия автоматизирован только для анализа параметров ТВС (портов, IP-адресов источника/приемника). Однако одной из наиболее сложных и трудно формализуемых задач по оценке угрозы ПИБ является определение угрозы ИВС на основе анализа содержимого передаваемых данных (контента). При этом сам процесс анализа и принятия решения о безопасности ИВС на основании оценки передаваемого содержимого не формализован должным образом, что не позволяет использовать алгоритмы автоматической генерации правил фильтрации для МЭ.

Формирование ПИБ с использованием нумерации Гёделя

Для решения задачи КД предлагается использовать гёделевскую нумерацию как математическую основу для определения степени опасности сетевых соединений на основе анализа контента ИВС. Гёдель предложил [3] кодировать алфавит системы простыми натуральными числами. Исходя из данного кодирования, любому тексту в рамках принятого алфавита можно поставить в соответствие число, полученное в результате перемножения гёделевских номеров элементов текста. Таким образом, любой текст – будь то символ, последовательность символов или последовательность таких последовательностей – может быть однозначно занумерован посредством некоторого гёделевского номера. Тогда задачу определения отношений между последовательностями можно свести к операциям над числами (гёделевскими номерами), кодирующими данные последовательности.

В рамках предложенного подхода рассматривается использование нумерации Гёделя применительно к задаче по обеспечению ПИБ для осуществления кодирования контента ИВС. Под контентом понимается смысловая характеристика ИВС, выраженная в понятном для интерпретации



Рис. 1. Функциональная схема анализа контента ИВС

виде (текст). Таким образом, контент рассматривается как совокупность понятий, характеризующих смысл передаваемых данных. При этом сами понятия являются абстракциями, кодирование которых позволяет производить операции над ними (например, арифметические, логические или операции сравнения). Тогда задача контентного анализа сводится к исследованию гёделевского номера G , кодирующего контент ИВС, на предмет поиска в нем закодированных запрещенных абстракций, наличие которых определяется делимостью G на гёделевский номер абстракции.

В статье предлагается представить контент передаваемых данных как совокупность принадлежностей содержимого данных к категориям $\{C_i\}_{i=1,m}$ и кодирование данной принадлежности осуществлять с помощью нумерации Гёделя. Функциональная схема анализа контента ИВС представлена на рис. 1 как отображение области определений (текста как содержимого ИВС) в область значений (гёделевские номера категории ПИБ)

Поскольку контент ИВС является характеристикой динамической, и его принадлежность к категориям может быть определена с некоторой вероятностью, в статье предложен подход, согласно которому КД осуществляется в зависимости от оценки вероятности угрозы ИВС ($P_{угр}$), характеризующей вероятность нарушения ПИБ. При этом КД предлагается осуществлять путем управления полосой пропускания ТВС $\lambda = f(P_{угр})$, где $\lambda = 0$ если ВС запрещено и $\lambda > 0$ если ВС разрешено с некоторой вероятностью.

Постановка задачи. Цель – разработка метода КД на основе анализа контента ВС с использованием нумерации Гёделя. Для решения задачи необходимо:

- разработать метод кодирования контента передаваемых данных с использованием нумерации Гёделя на основе их принадлежности к заданным категориям;
- предложить алгоритм оценки принадлежности контента виртуального соединения к заданной категории в режиме реального времени;
- предложить метод контроля доступа, основанный на управлении полосой пропускания ВС $\lambda = f(P_{угр})$, как функции вероятности угрозы сетевого взаимодействия $P_{угр}$ в зависимости от гёделевского номера G контента ВС, $P_{угр} = f(G)$;

Использование нумерации Гёделя для анализа контента ИВС

Процесс сетевого доступа к информационным ресурсам в рамках рассматриваемой задачи можно представить в виде схемы, приведенной на рис. 2.

На схеме пользователь выполняет запрос к информационному ресурсу, при этом МСЭ осуществляет взаимодействие с системой классификации и анализа ИР на предмет анализа категорий ИР. ИР можно рассматривать как совокупность ИВС, которые он предоставляет при обращении к нему. Система анализа и классификации обеспечивает обработку ИВС, вычисляет гёделевский номер G контента ИВС и определяет вероятность угрозы сетевого взаимодействия $P_{угр} = f(G)$.



Рис. 2. Схема сетевого доступа к информационным ресурсам

На основе ПИБ МСЭ передается значение пропускной способности ТВС $\lambda = f(P_{\text{угр}})$, обслуживающих анализируемое ИВС. При этом на практике система анализа и классификации может быть как подсистемой МСЭ, так и отдельным модулем, построенным по технологии DPI (Deep Packet Inspection).

Для решения поставленной задачи предлагается представить контент передаваемых данных как совокупность принадлежностей содержимого данных к категориям $\{C_i\}_{i=1,m}$. При этом для кодирования данной принадлежности будем применять нумерацию Гёделя. В рамках рассматриваемого подхода предлагается любой существующей категории ставить в соответствие гёделевский номер. Тогда контент ИВС единообразным способом кодируется произведением гёделевских номеров соответствующих категорий. К преимуществам данного подхода относятся упрощение определения нежелательного содержимого ИВС путем определения делителей гёделевского числа, кодирующего контент ИВС, упрощение задания ПИБ и возможность реализации простых алгоритмов автоматической генерации правил для МСЭ.

Необходимо понимать, что определение принадлежности содержимого к той или иной категории зависит от выбора решающего алгоритма и онтологии, и следовательно, может быть осуществлено лишь с некоторой вероятностью, характеризующей наличие ошибок первого и второго рода. Для учета этого фактора предлагается определить вероятностные интервалы принадлежности pi содержимого ИВС к рассматриваемой категории. Данные интервалы предлагается кодировать натуральными числами в порядке уменьшения вероятности принадлежности. Например, интервалы принадлежности pi к категории C_i можно задать следующим образом: для вероятности принадлежности к категории C_i в 100–90 % – 1, 89–80 % – 2, 79–70 % – 3, 69–60 % – 4, 59–50 % – 5. Тогда принадлежность содержимого передаваемых данных к категории C_i в вероятностном интервале pi будет кодироваться числом $g_i^{n_{pi}}$, где степень n_{pi} – номер интервала принадлежности pi . Гёделевский номер принадлежности содержимого к категории будет тем выше, чем меньше вероятность такой принадлежности. Данная особенность позволит на этапе анализа гёделевского номера контента ИВС (путем нахождения его делителей) выявить в первую

очередь категории с наибольшей вероятностью принадлежности.

Необходимо отметить, что назначенный категории в системе классификации ИР гёделевский номер не характеризует нежелательность содержимого данной категории в рамках ПИБ, реализованной в СКД, – различная угроза принадлежности данных к категориям может не отображаться в отношениях сравнения между назначенными им номерами. Для учета данного фактора предлагается в рамках ПИБ ввести понятие *вероятности угрозы* $P_{\text{угр}}$ определяющего степень угрозы сетевого взаимодействия при принадлежности передаваемых данных к категории в рамках соответствующего вероятностного интервала pi . Каждой категории назначается в соответствие число на отрезке $[0,1]$, характеризующее степень угрозы принадлежности передаваемых данных к данной категории.

Пример задания ПИБ для предприятия приведен в таблице.

В примере категория C_1^1 характеризуется максимальной степенью угрозы, а $C_2^1, C_3^1, C_m^1, C_m^n$ считаются безопасными. Категории $C_1 \dots C_m$, гёделевские номера $g_1 \dots g_m$ и интервалы принадлежности pi задаются системой категоризации сетевых ресурсов, а вероятности $P_{\text{угр}}$ назначаются системным администратором как вероятность нарушения требований ПИБ исходя из интервалов принадлежности передаваемого содержимого к категориям. При этом опасность сетевого взаимодействия в рамках всего ИВС определяется максимальным весом $P_{\text{угр_max_Ci}}$ категории передаваемых данных. Тогда алгоритм определения угрозы ПИБ сводится к нескольким этапам.

Алгоритм определения угрозы контента ИВС для ПИБ

ШАГ 1. Начало сетевого взаимодействия. Получение от системы классификации информационных ресурсов числовой характеристики контента передаваемых данных, рассчитывающейся по формуле $G = x_1 \times x_2 \times x_3 \times \dots \times x_m$,

где $x_i = \begin{cases} g_i^{pi}, & \text{если контент} \in C_i^{pi} \\ 1, & \text{в противном случае} \end{cases}$.

ШАГ 2. Производится анализ полученного числа G на предмет делимости на все простые делители $g_1^1 \dots g_m^1$. Получают множество делителей $S1 = \{s_1 \dots s_m\}$,

где $s_i = \begin{cases} g_i^1, & \text{если } G : g_i^1 \text{ (делится нацело)} \\ 1, & \text{в противном случае} \end{cases}$.

Пример задания ПИБ

Категория	Гёделевский номер	Вероятность (степень) угрозы
C_1^1	$g_1 = 2$	1
C_2^1	$g_2 = 3$	0
C_3^1	$g_3 = 5$	0
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
C_m^1	g_m	0
C_2^2	$g_2^2 = 9$	0,5
C_2^3	$g_2^3 = 27$	0,2
$\vdots$	$\vdots$	$\vdots$
C_m^n	g_m^n	0

Множество $S1$ характеризует, к каким категориям относится содержимое ИВС. Для $S1$ по таблице ПИБ (см. табл.) определяют $P_{угр_{S1}} = \max(P_{угр_{s1}} \dots P_{угр_{sm}})$.

ШАГ 3. Производится анализ числа G на предмет делимости на делители $g_1^2 \dots g_m^2$. Получают множество делителей $S2 = \{s_1 \dots s_m\}$, где $s_i = \begin{cases} g_i^1, & \text{если } G : g_i^2 \text{ (делится нацело)} \\ 1, & \text{в противном случае} \end{cases}$.

Для $S2$ по таблице ПИБ определяют $P_{угр_{S2}} = \max(P_{угр_{s1}} \dots P_{угр_{sm}})$.

ШАГ 4. Сравнивают множества $S1$ и $S2$. Если множества эквивалентны, переходят к следующему шагу. Если множества не эквивалентны, то, получается, определены первые принадлежности к категориям C_1^1 на основании g_1^1 , $g_i^1 \in S1, g_i^1 \cap S2 = \emptyset$. Тогда исходя из таблицы ПИБ, для каждого g_1^1 определяют $P_{угр_{g_1^1}}$. Максимальное значение $P_{угр_{\max} g_i^1}$ будет определять максимальную вероятность нарушения требований ПБ для первого интервала принадлежности к категориям. При этом необходимо помнить, что по правилам задания ПИБ $P_{угр_{g_i^1}} \geq P_{угр_{g_i^2}} \geq \dots \geq P_{угр_{g_m^1}}$, поэтому полученное значение сравнивается с $P_{угр_{S1}}$, полученным на втором шаге. Если $P_{угр_{\max} g_i^1} = P_{угр_{S1}}$, то полученное значение будет однозначно определять степень угрозы всего ИВС: $P_{угр_G} = P_{угр_{\max} g_i^1}$. В противном случае $P_{угр_{\max} g_i^1}$ запоминается и происходит переход на следующий шаг.

ШАГ 5. Производится анализ числа G на предмет делимости на делители $g_1^3 \dots g_m^3$. Получают множество делителей $S3 = \{s_1 \dots s_m\}$,

где $s_i = \begin{cases} g_i^1, & \text{если } G : g_i^3 \text{ (делится нацело)} \\ 1, & \text{в противном случае} \end{cases}$.

Для $S3$ по таблице ПИБ определяют $P_{угр_{S3}} = \max(P_{угр_{s1}} \dots P_{угр_{sm}})$.

ШАГ 6. Сравнивают множества $S2$ и $S3$. Если множества эквивалентны, переходят к следующему шагу. Если множества не эквивалентны, то, получается, определены принадлежности к категориям C_1^2 на основании $g_1^1, g_i^1 \in S2, g_i^1 \cap S3 = \emptyset$. Тогда исходя из таблицы ПИБ, для каждого g_i^2 определяют $P_{угр_{g_i^2}}$. Максимальное значение $P_{угр_{\max} g_i^2}$ будет определять максимальную вероятность нарушения требований ПБ для второго интервала принадлежности к категориям. При этом необходимо помнить, что по правилам задания ПИБ $P_{угр_{g_i^2}} \geq \dots \geq P_{угр_{g_m^2}}$, поэтому полученное значение сравнивается с $P_{угр_{S2}}$, полученным ранее. Если $P_{угр_{\max} g_i^2} = P_{угр_{S2}}$ и $P_{угр_{\max} g_i^2} \geq P_{угр_{\max} g_i^1}$, то полученное значение будет однозначно определять степень угрозы всего ИВС: $P_{угр_G} = P_{угр_{\max} g_i^2}$. Иначе $P_{угр_{\max} g_i^2}$ запоминается и происходит переход на следующий шаг алгоритма.

Данная процедура повторяется либо пока не будет найден $P_{угр_G}$, либо пока не будут рассмотрены делители числа G последнего вероятностного интервала принадлежности g_i^n . В этом случае вероятность угрозы ИВС будет рассчитываться как $P_{угр_G} = \max(P_{угр_{\max} g_i^1} \dots P_{угр_{\max} g_i^n})$.

Полная арифметизация определения угрозы сетевого взаимодействия сводится к установлению однозначного соответствия между контентом ИВС и некоторым подмножеством натурального

ряда. Поскольку принадлежности категории приписан гёделевский номер, то данную процедуру можно рассматривать как совокупность операций над соответствующими номерами.

Анализ контента ИВС на принадлежность к категории. Для корректного функционирования механизма анализа контента ИВС необходимо обеспечить своевременную оценку вероятности принадлежности контента к заданной категории. Будем рассматривать передаваемые данные ИВС как совокупность текстовых последовательностей языка $\langle B, T \rangle$, где B – алфавит языка, а T – множество цепочек символов алфавита, имеющих смысл. При этом множество смыслов виртуального соединения в рамках принадлежности к категории C_i ограничим двумя значениями: $\{0$ – не принадлежит к категории, 1 – принадлежит к категории $\}$. Будем полагать, что принадлежность контента ИВС к категории C_i определяется наличием в ИВС текстовых последовательностей определенного содержания. Тогда задача определения смысла (контента) ИВС сводится к построению решающего алгоритма d с помощью которого любой текст ИВС получает свой «смысл». При этом принадлежность контента ИВС к категории должна быть вычислена как некоторое прогнозируемое значение до того как все данные ИВС будут получены, и следовательно, является величиной вероятностной.

В рамках рассматриваемой специфики предлагается использовать нумерацию Гёделя для кодирования алфавита языка B . Таким образом, любое слово можно однозначно представить как произведение порядка символов в слове в степени гёделевских номеров символов алфавита. Например, закодируем следующие символы алфавита: 'М' – 2, 'А' – 3, 'Т' – 5, 'О' – 7. Тогда слово «АТОМ» однозначно представляется числом $2^3 \times 3^5 \times 5^7 \times 7^2$, слово «ТОМАТ» числом $2^5 \times 3^7 \times 5^2 \times 7^3 \times 11^5$. При этом задача анализа содержимого ИВС сводится к поиску последовательностей в тексте. Если совокупность текстов, характеризующих принадлежность к рассматриваемой категории C_p , представить как цепочку символов алфавита $\{x_1\} \{x_2\} \dots \{x_m\}$, где каждое множество $\{x_i\}$ – это совокупность символов, встречающихся в ВС, то для каждого множества известна вероятность прихода символов $p(x|X_1)$, $p(x|X_2)$, ... $p(x|X_m)$. Если приходит первый символ x_1 , то вероятность этого события $p(x|X_1)$, при

этом увеличивается вероятность принадлежности контента ИВС к категории. Далее происходит проверка второго символа на принадлежность множеству X_2 и, в случае совпадения, увеличивается вероятность принадлежности контента ИВС к рассматриваемой категории C_i .

Управление полосой пропускания ВС на основе оценок угроз ПИБ

Процесс доступа к информационному ресурсу с точки зрения сетевого уровня модели ТСР/ИР может быть представлен совокупностью ТВС между пользователем и информационным ресурсом. При этом предлагается использовать управление полосой пропускания λ ТВС к ИР как средство обеспечения ПИБ. В зависимости от вероятностных оценок угроз сетевого взаимодействия $P_{угр}$ как функции гёделевского номера оценки контента ИВС $P_{угр} = f(G)$ к ТВС могут применяться те или иные правила управления полосой пропускания. Данную зависимость можно представить системой:

$$\lambda = \begin{cases} \lambda_{\max}, & \text{при } P_{угр} \leq P_{угр_min} \\ f(P_{угр}), & \text{при } P_{угр_min} \leq P_{угр} \leq P_{угр_max} \\ \lambda_{\min}, & \text{при } P_{угр} \geq P_{угр_max} \end{cases},$$

где λ – полоса пропускания ТВС; $\lambda_{\min}$ и $\lambda_{\max}$ – граничные значения полосы пропускания, достигаемые при $P_{угр_min}$ и $P_{угр_max}$ – граничных значениях вероятностей, при которых соединение считается соответственно полностью безопасным или вредоносным.

Следует особо отметить, что значения $P_{угр_min}$ и $P_{угр_max}$ а также $f(P_{угр})$ должны задаваться администратором сети на основе ПИБ. Удобство предложенного подхода заключается в том, что для задания алгоритма управления полосой пропускания $\lambda = f(P_{угр})$ не нужно обладать информацией о контенте ИВС, достаточно получить оценку угрозы сетевого соединения $P_{угр}$.

Предложенный метод осуществления КД позволяет свести задачу обеспечения ИБ к исследованию свойств гёделевских чисел, кодирующих контент ВС. Разработанный алгоритм кодирования принадлежности контента ВС к заданным категориям учитывает вероятность ошибок первого и второго рода, получаемых при анализе передаваемых данных, что дает возможность использовать вероятностный подход к оценке угрозы ВС для действующей ПИБ и позволяет автоматиче-



ски генерировать правила фильтрации для МСЭ. При этом механизм обеспечения КД на основе управления полосой пропускания ТВС зависит только от оценки угрозы ВС, что обуславливает возможность имплементации МСЭ с функциями управления параметрами ТВС отдельно от систе-

мы категоризации и анализа контента ВС в рамках единой СКД. В рамках дальнейшей работы необходимо обеспечить экспериментальную проверку эффективности предложенной системы и предложить механизмы определения принадлежности ТВС к анализируемому ИВС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Zaborovsky, V. Dynamic Access Control in Cloud Services [Text] / V. Zaborovsky, A. Lukashin, S. Kupreenko, V. Mulukha // International Transactions on Systems Science and Applications. –Dec. 2011 –Vol. 7. –№ 3/4. –Р. 264–277.
2. Гайдамакин, Н.А. Теоретические основы ком-

пьютерной безопасности: Учеб. пособие [Текст] / Н.А. Гайдамакин. –Екатеринбург: Изд-во Урал. ун-та, 2008. –212 с.

3. Нагель, Э. Теорема Гёделя [Текст] / Э. Нагель, Д.Р. Ньюмен; Пер. с англ. –М.: КРАСАНД, 2010. –120 с.

УДК 621.394.6:654.1

А.С. Крутолапов, Н.С. Хлобыстин

МЕТОДИКА ОБНАРУЖЕНИЯ И КОРРЕКЦИИ ПРЕРЫВАНИЙ ВНЕ ПРОТОКОЛА В СЕТЯХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ

Увеличение числа пользователей, количества и функциональности сетевых приложений, рост интенсивности информационного обмена в сетях передачи данных приводят к возрастанию требований к производительности этих сетей. Поэтому особое значение для обеспечения более высокого качества обслуживания пользователей приобретает задача повышения пропускной способности сетей передачи данных, что определяет необходимость разработки методики обнаружения и коррекции прерываний вне протокола процессов информационного обмена в сетях передачи данных.

Можно выделить два основных подхода к обработке прерываний по умолчанию:

при возникновении прерываний протокол не меняет состояние;

прерывания либо игнорируются, либо выдается сигнал об ошибке, который должен обработать пользователь;

при прерываниях вне протокола запускается механизм восстановления от ошибок.

Первый способ имеет серьезный недостаток в плане времени, которое пользователь затратит на исправление ошибки. Кроме того, пользователь не всегда может иметь физический доступ

к техническому средству, на котором возникла ошибка.

Основные методы восстановления от ошибок: перезапуск процесса в случае возникновения ошибки; уничтожение одного из двух процессов в случае, когда они претендуют на один и тот же ресурс.

Перезапуск процесса не гарантирует, что ошибка не повторится снова. В результате может возникнуть циклическое возникновение ошибок, что приводит к блокировке работы протокола. Уничтожение одного из двух процессов может привести к потере данных.

Рассмотрим случай возникновения прерывания вне протокола для системы удаленного доступа Virtual Network Computing (VNC). Происходит установка систем VNC на две различные рабочие станции. При соединении каждой станции с рабочим столом другой происходит рекурсивное заикливание. При этом потребление ресурсов увеличивается, что может привести к сбою.

Виды прерываний вне протокола. При исполнении последовательности действий, предписанных любым протоколом, имеют место различные ошибки вследствие следующих причин [1–8]:

сбоев и отказов при передаче по каналам связи информационных массивов, содержащих данные пользователя, и служебных массивов, содержащих информацию управления;

сбоев и отказов технических средств узлов коммутации, воздействующих на информационные и служебные массивы при их обработке и пересылке;

параллельного выполнения ряда процессов, участвующих в реализациях протоколов и протекающих асинхронно из-за некорректного описания. Эта асинхронность и приводит к появлению неопределенных ситуаций.

Первые два источника ошибок, которые можно классифицировать как источники «физического» происхождения, изучены достаточно глубоко [5, 9]. В распоряжении разработчиков и исследователей протоколов имеется широкий набор методов их обнаружения и коррекции. Что касается третьего источника ошибок, являющихся по существу ошибками проектирования и результатом недостаточного описания протоколов, то проблема его изучения возникла в ходе испытаний протоколов в реальных условиях эксплуатации сетей передачи данных.

Этот источник вызывает появление в протоколах некорректностей, обусловленных действиями разработчиков, которые получили название *прерываний вне протокола*. Выявление таких прерываний осуществляется на этапах отладки, испытаний или при эксплуатации [10, 11]. Сущность их использования состоит в том, что при реализации пользователем неописанных в документации действий он получает доступ к ресурсам сети передачи данных (СПД), которые в обычных условиях для него закрыты (например, вход в привилегированный режим обслуживания). Более того, ситуация неопределенности в протоколе может быть специально создана для того, чтобы получить несанкционированный доступ к определенным ресурсам и данным.

Анализ прерываний вне протоколов особенно важен для цифровых систем с интеграцией служб, т. к. цифровые каналы характеризуются существенно меньшей степенью группирования ошибок, чем используемые в настоящее время аналоговые [12]. При организации служб, ориентированных на применение цифровых каналов, влияние источников ошибок «физического» происхождения сократится, а интенсивность прерываний в общем случае останется такой же, как

и в случае аналоговых каналов [4, 13, 15]. Обозначенная тенденция характерна для разработки любого программного обеспечения, базирующегося, в значительной степени, на квалификации и интуиции конкретного специалиста, и становится исключительно значимой для процессов информационного обмена [4, 9, 13].

Рассмотрим математические модели процессов возникновения прерываний вне протокола для СПД. Представим протокол информационного обмена C' конечным автоматом, удовлетворяющим следующим условиям:

имеется множество S' дискретных состояний C' , из которых выделяется одно исходное s'_0 и, по крайней мере, одно финальное состояние s'_p ;

в любом из состояний, за исключением s'_p , есть один или более путей перехода в множество других состояний s'_i ;

любое состояние множества S' может быть достигнуто из s'_0 по некоторой цепи переходов;

каждый переход $s'_i \rightarrow s'_j$ связан с определенной операцией e' , выполняемой некоторым процессом P'_k $k = 1..r'$. Естественно будет поставить процесс в соответствие техническому средству, участвующему в реализации данного протокола. Такими техническими средствами при анализе СПД на канальном уровне могут стать мосты, а для транспортного уровня – маршрутизаторы, между которыми организуется подтверждение доставки пакета и, при необходимости, повторная передача. В этом случае под процессом P' будем понимать последовательность действий, выполняемых по программе узла коммутации, а под операцией e' – передачу соответствующего сообщения, содержащего данные обмена или служебную информацию;

переход может быть идентифицирован парой признаков $(P'_k e' v)$, где $v = 1..N'$ – используемые в протоколе операции. При этом полагаем, что память на предыдущие процессы и операции отсутствует.

«Столкновения» возникают вследствие инициализации разными процессами одной и той же операции, что приводит к блокировкам в работе протокола. Данный вид прерывания нарушает формальные внешние правила построения протокола, он может быть отнесен к синтаксическим логическим ошибкам.

Рассмотрим процессы P'_1 и P'_2 , протекающие в конечных узлах (объектах) протокола формирования и разъединения виртуального канала между



узлами коммутации $УК_1$ и $УК_2$. Для каждого объекта состояния s'_0 – исходные, соответствующие отсутствию взаимодействия между $УК_1$ и $УК_2$, а s'_1 – включение виртуального канала. Операциями e' отображает передачу ($-e'_1$) и прием ($+e'_1$) сообщения «ЗАПРОС ВЫЗОВА», передачу ($-e'_2$) и прием ($+e'_2$) сообщений «ЗАПРОС РАЗЪЕДИНЕНИЯ».

Переход $s'_1 \rightarrow s'_0$ может инициироваться только процессом P'_2 , в отношении инициации перехода $s'_0 \rightarrow s'_1$ оба процесса равноправны.

Предположим, что, с одной стороны, в состоянии s'_0 процесс P'_1 осуществляет операцию e'_1 в адрес процесса P'_2 и по дуге a_1 , согласно идентификаторам ($P'_1 - e'_1$), переходит в состояние P'_2 . С другой стороны, процесс P'_2 может выполнить операцию e'_1 в адрес процесса P'_1 и перейти по дуге a_2 в состояние s'_1 еще до того, как ему станет известно об операции процесса P'_1 . Оба процесса в состоянии s'_1 получают сигнал реализации удаленным процессом операции e'_1 , который в данном состоянии не регламентирован, и протокол блокируется.

Для выхода из возникшей ситуации необходимо обращение к процедуре восстановления путем дополнительных затрат ресурсов протокола C' или протокола более высокого иерархического уровня. Даже при условии обмена сигналами между процессами без искажений может возникнуть прерывание вне протокола, которое является следствием несовершенства представления протокола C' . Число таких ошибок может быть особенно большим при неформальном описании протокола, когда отсутствует, например, графическая интерпретация допустимости приема тех или иных сигналов.

Хотя в приведенной модели предметом рассмотрения является частная задача, отмеченная ситуация носит общий характер применительно к протоколам любого уровня, структуры и иллюстрирует механизм возникновения прерываний вне протокола типа «столкновение». В более сложных транспортных протоколах СПД, где выполняется значительное число параллельных процессов ($N' > 2$), а также имеет место разветвленная диаграмма переходов (например, в случае многоадресной доставки пакетов), столкновения могут происходить как цепочки условных событий, что затрудняет их обнаружение.

Такие столкновения, как результат цепочки (логических) событий, составляют «неопределен-

ности». Неопределенности вызываются своеобразными столкновениями различных последовательностей операций одного и того же процесса. Данный вид прерывания возникает при наличии у процесса нескольких различных последовательностей операций, ведущих к одному и тому же состоянию. Прерывания вне протокола типа «неопределенности» не входят в противоречие с формальными правилами и не блокируют процессы протокола, однако могут приводить к созданию более сложных воздействий на его функционирование.

Пусть протокол усовершенствован таким образом, что процесс P'_1 , получив сигнал выполнения процессом операции e'_1 , реализует операцию e'_3 (направляет сообщение «ПОДТВЕРЖДЕНИЕ ЗАПРОСА» в адрес процесса P'_2 и обратно). При этом достигается состояние s'_2 , состояние s'_1 трактуется как промежуточное, а s'_3 – финальное. При выходе из s'_0 вследствие осуществления операции e'_1 со знаком « $\leftrightarrow$ » возможны две ситуации.

Удаленный процесс:

еще не приступил к выполнению операции e'_1 и, следовательно, в его диаграмме имеет место переход $s'_0 \rightarrow s'_2$ по дуге a_3 . Для завершения полного цикла функционирования протокола удаленный процесс должен приступить к операции $-e'_3$;

ранее выполнил операцию $-e'_1$ и находится в состоянии s'_1 . Тогда происходит переход $s'_1 \rightarrow s'_3$ по дуге a_4 .

Достижение финального состояния s'_0 по дуге a_4 в каждом из процессов возможно под воздействием операций e'_i и e'_3 , осуществляемых удаленным процессом. Пусть в процессе P'_1 , начиная с исходного состояния s'_0 , последовательно имеют место операции $-e'_1, +e'_1, +e'_2$. Этой цепи отвечают две различные последовательности операций процесса P'_2 , а именно, $+e'_1, -e'_3, -e'_2$ и $-e'_1, +e'_3, -e'_2$. Отсюда вытекает, что процесс P'_1 не располагает точной информацией относительно истинной реализации процесса P'_2 , т. е. имеет место неопределенность.

Два указанных типа прерываний вне протокола известным образом связаны с понятием «синтаксис» и «семантика» протокола. Действительно, поскольку столкновения нарушают формальные внешние правила построения протокола, они могут быть отнесены к синтаксическим прерываниям. Что же касается неопределенностей, то они не входят в противоречие с формальными правилами и не блокируют процессы протокола, однако могут приводить к созданию более



Методика обнаружения и коррекции прерываний вне протокола

сложных воздействий на его функционирование. Неопределенности, как следует из рассмотренной модели, в основе своей вызываются своеобразными столкновениями различных последовательностей операций одного и того же процесса и кроме тщательной спецификации протоколов требуется постоянный их анализ на предмет выявления прерываний. Особое значение эта проблема приобретает для протоколов высоких уровней, т. к. нечеткое определение правил протокола может привести к конфликту в обеспечении функций информационного обмена [15].

В статье на основе модели разработана методика обнаружения и коррекции прерываний вне протокола процессов информационного обмена в сетях передачи данных.

Разработанная методика обнаружения и коррекции, представленная на рисунке, состоит из четырех этапов.

Методика позволяет в процессе эксплуатации обнаруживать прерывания вне протокола и восстанавливать процесс информационного обмена на основе информации о текущем состоянии.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Соколов, В.А.** Методы исследования поведения транспортных протоколов в условиях интенсивного сетевого трафика [Текст] / В.А. Соколов, Д.Ю. Чалый // Распределенные информационно-вычислительные ресурсы и математическое моделирование. –МКВМ-2004. –С. 126–131.
2. **Бестугин, А.Р.** Контроль и диагностирование телекоммуникационных сетей [Текст] / А.Р. Бестугин, А.Ф. Богданова, Г.В. Стогов. –СПб.: Политехника, 2003. –174 с.
3. **Вегешна, Ш.** Качество обслуживания в сетях IP [Текст] / Ш. Вегешна. –М.: ИД «Вильямс», 2003. –368 с.
4. **Георгиевский, А.Е.** Моделирование процессов взаимодействия протокольных объектов в средствах информационного обмена: Дис. ... канд. техн. наук [Текст] / А.Е. Георгиевский. –Орел, 2008. –184 с.
5. **Джинчарадзе, А.К.** Методические подходы и

тенденции развития стандартизации и систем качества в области информационных технологий [Текст] / А.К. Джинчарадзе // Информационное общество. –2000. –№ 3. –С. 37–43.

6. **Еременко, В.Т.** Концепция обнаружения и коррекции логических ошибок в реализациях профилей протоколов безопасности [Текст] / В.Т. Еременко // Телекоммуникации. –2003. –№ 8. –С. 30–35.

7. **Качала, В.В.** Основы теории систем и системного анализа: Учеб. пособие [Текст] / В.В. Качала. –М.: Горячая линия – Телеком, 2007. –261 с.

8. **Мишин, Д.С.** Методика управления потоком данных транспортного протокола распределенной управляющей системы в режиме возобновления после сбоев [Текст] / Д.С. Мишин, А.Н. Савенков, С.В. Костин // Всерос. науч.-практич. конф. Современные проблемы борьбы с преступностью: Сб. матер.



(Информационная безопасность). – Воронеж: Изд-во Воронежского ин-та МВД России, 2005. – № 5. – С.82–83.

9. **Еременко, В.Т.** Моделирование процессов анализа реализаций протоколов информационного обмена для решения задач описания их статического и динамического взаимодействия [Текст] / В.Т. Еременко, И.С. Константинов // Вестник компьютерных и информационных технологий. – 2004. – № 4. – С. 11–15.

10. **Еременко, В.Т.** Методологический аспект построения теории функциональной стандартизации протоколов информационного обмена [Текст] / В.Т. Еременко // Вестник компьютерных и информационных технологий. – М.: Машиностроение, 2004. – № 1. – С. 14–17.

11. **Савенков, А.Н.** Методика обнаружения и предотвращения блокировок процессов информационного обмена с использованием маркированных потоковых графов [Текст] / А.Н. Савенков // Информационные технологии в науке, образовании и производстве. Матер. Междунар. науч.-технич. конф. – Орел: ОрелГТУ, 2006. – Т. 1. – С. 188–191.

12. **Еременко, В.Т.** Проблемы функциональной стандартизации протоколов информационного обмена в распределенных управляющих системах [Текст] / В.Т. Еременко // Изв. Орловского гос. технического ун-та. Сер. Информационные системы и технологии. – 2005. – № 1. – С. 3–7.

13. **Еременко, В.Т.** Математическое моделирование процессов информационного обмена в распределенных управляющих системах: Монография [Текст] / В.Т. Еременко; Под общ. ред. И.С. Константинова. – М.: Машиностроение, 2004. – 224 с.

14. **Еременко, В.Т.** Алгоритмы поиска угроз в пространстве состояний процессов информационного обмена распределенной управляющей системы [Текст] / В.Т. Еременко И.С. Константинов // Вестник Тамбовского гос. технического ун-та. – 2004. – Т.10. – № 4А. – С. 912–918.

15. **Савенков, А.Н.** Управление процессами информационного обмена в сетях передачи данных АСУ машиностроительного предприятия: Дис. ... канд. техн. наук [Текст] / А.Н. Савенков. – Орел, 2007. – 144 с.

УДК 681.7

В.П. Первадчук, Д.Б. Шумкова, М.О. Колчанов

ФРАКТАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ В ЗАДАЧАХ КАЛИБРОВКИ ОПТОВОЛОКОННЫХ ДАТЧИКОВ

Одним из современных методов анализа динамических систем является теория фрактального анализа. Особый интерес представляет применение фрактальных методов к анализу временных рядов, т. е. совокупности наблюдаемых параметров изучаемой системы во времени.

Фракталы – это структуры, которые, несмотря на свою крайнюю нерегулярность на разных масштабах, выглядят типичным образом. Диапазон масштабов, где наблюдаются фрактальные структуры, огромен и любые сильные нерегулярности в природе стремятся обрести фрактальную структуру [1, 2]. Огромное количество естественных систем, поведение которых внешне воспринимается как хаотическое, объединяет одно общее свойство. Это свойство – самоподобие или фрактальность. Важнейшей областью применения фракталов является анализ временных рядов: последовательностей измерения физиче-

ских величин, упорядоченных по времени. Широкая распространенность фрактальных свойств временных рядов указывает на наличие единого универсального механизма, приводящего к возникновению фрактальности в совершенно различных естественных системах.

Многие экспериментальные данные обладают фрактальной статистикой, анализ и моделирование которой могут быть произведены с помощью методов фрактального анализа. Одним из самых перспективных направлений фрактального анализа является изучение динамики во времени такой характеристики, как фрактальная размерность. Особое значение фрактального анализа временных рядов в том, что он учитывает поведение системы не только в период измерений, но и его предисторию.

В данной работе предпринята попытка использовать фрактальный анализ при калибровке

оптоволоконных датчиков, которые в последнее время находят все более широкое применение. Особенностью этих датчиков является то, что они имеют простую конструкцию, долговечны и обладают рядом других преимуществ. В то же время они весьма чувствительны к самым незначительным изменениям свойств световодов и процесса их сборки из различных элементов. Исследуются временные ряды, полученные при калибровке оптоволоконных датчиков. Эти ряды образуются последовательностями значений, снятых с приборов при проведении экспериментальных испытаний. В процессе этих испытаний волоконный датчик подвергается внешним воздействиям, а его ответные реакции (отклики), снимаемые с регулярной частотой, образуют исследуемые временные ряды. Анализируя чередование участков временного ряда с различной фрактальной размерностью и тем, как на систему воздействуют внешние и внутренние факторы, можно прогнозировать поведение системы, и, что самое главное, диагностировать и предсказывать ее нестабильные состояния.

Для решения поставленной задачи необходимо провести полный анализ временных рядов с помощью основных индексов. Наиболее простым способом исследования фрактальной структуры временных рядов является вычисление их фрактальной размерности D . Пусть на отрезке $[a, b]$ задана функция $y = f(t)$, имеющая не более конечного числа точек разрыва первого рода: именно такие функции целесообразно рассматривать в качестве модельных [3]. Введем равномерное разбиение заданного отрезка

$$\omega_m = [a = t_0 < t_1 < \dots < t_m = b], \quad (1)$$

где $t_i - t_{i-1} = \delta = (b - a) / m$ ($i = 1, 2 \dots m$). Покроем

график этой функции прямоугольниками таким образом, чтобы это покрытие было минимальным по площади в классе покрытий прямоугольниками с основанием δ (рис. 1) [4]. Тогда высота прямоугольника на отрезке $[t_{i-1}, t_i]$ будет равна амплитуде $A_i(\delta)$, которая является разностью между максимальным и минимальным значением функции $f(t)$ на этом отрезке.

Рассмотрим величину

$$V_f(\delta) \equiv \sum_{i=1}^m A_i(\delta), \quad (2)$$

называемую *амплитудной вариацией функции* $f(t)$ на рассматриваемом отрезке. Тогда полную площадь минимального покрытия $S_\mu(\delta)$ можно записать в виде:

$$S_\mu(\delta) = V_f(\delta)\delta. \quad (3)$$

Из (2) следует, что

$$V_f(\delta) \sim \delta^{-\mu} \text{ при } \delta \rightarrow 0, \quad (4)$$

где

$$\mu = D - 1 \quad (5)$$

носит название *индекса фрактальности временного ряда*. Определим фрактальную размерность D через показатель Херста H , который для гауссовых процессов связан с D соотношением $H = 2 - D$. Следует иметь в виду, что для надежного вычисления H требуется большой репрезентативный масштаб, содержащий несколько тысяч данных. Внутри такого масштаба временной ряд, как правило, меняет характер своего поведения много раз. Далее, при анализе временных рядов мы будем рассматривать индекс фрактальности как основной фрактальный показатель.

Как отмечено выше, объектом исследования в данной статье являлись показания, снятые с волоконно-оптического датчика. Рассматрива-

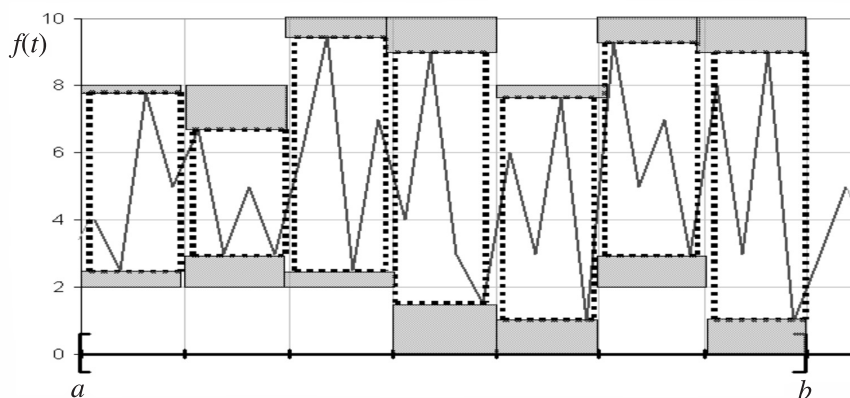


Рис. 1. Построение минимального покрытия

Таблица 1

Основные фрактальные индексы

Волоконные датчики d	Индекс фрактальности	Показатель Херста	Фрактальная размерность
1	0,7174	0,2826	1,7174
2	0,8848	0,1152	1,8848
3	0,8655	0,1345	1,8655
4	0,5592	0,4808	1,5192
5	0,1879	0,8121	1,1879
6	0,6137	0,3863	1,6137

лись временные ряды шести различных волоконных датчиков (d1, d2, d3, d4, d5, d6), каждый из которых содержал 3520 значений.

На первом этапе исследований проверялось, является ли исходный ряд фрактальным. Для этого выявлялись максимумы и минимумы значений временных рядов по интервалам (по 55 значений в каждом из них). В результате получено 6 функций с 64 значениями каждая. Затем рассчитывался индекс фрактальности и проводилась классификация временных рядов по трем основным фрактальным показателям, которые приведены в табл. 1.

Из анализа данных следует, что индекс фрактальности, указывающий на тренд, соответствует только одному временному ряду показателей датчика d5, т. к. остальные показатели значительно больше 0,5. Кроме того, для всех временных рядов фрактальная размерность дробная, что подтверждает гипотезу о фрактальности исследуемых рядов и позволяет, как следствие, корректное применение методов фрактального анализа.

Для визуализации имеющейся фрактальности

исходных данных проведено сглаживание всех рядов фрактальной скользящей средней с альфа-коэффициентом. При этом использовалась следующая формула перехода:

$$\alpha = \exp(-4,6 \cdot (D-1)) .$$

В результате получено шесть графиков, один из которых в качестве примера приведен на рис. 2. Здесь черным обозначена линия FRAMA [5], серым – текущее значение.

На следующем этапе работы проводился подробный анализ исходных данных для уточнения фрактальных показателей, полученных ранее.

Исследуемый временной ряд формировался двумя различными способами. В первом из них данные группировались по два значения (определялся максимум/минимум среди двух соседних значений), во втором – по четыре (максимум/минимум среди четырех соседних значений).

На рис. 3 показано поведение амплитудной вариации в двойном логарифмическом масштабе для датчика d1 (макс/мин по двум значениям).

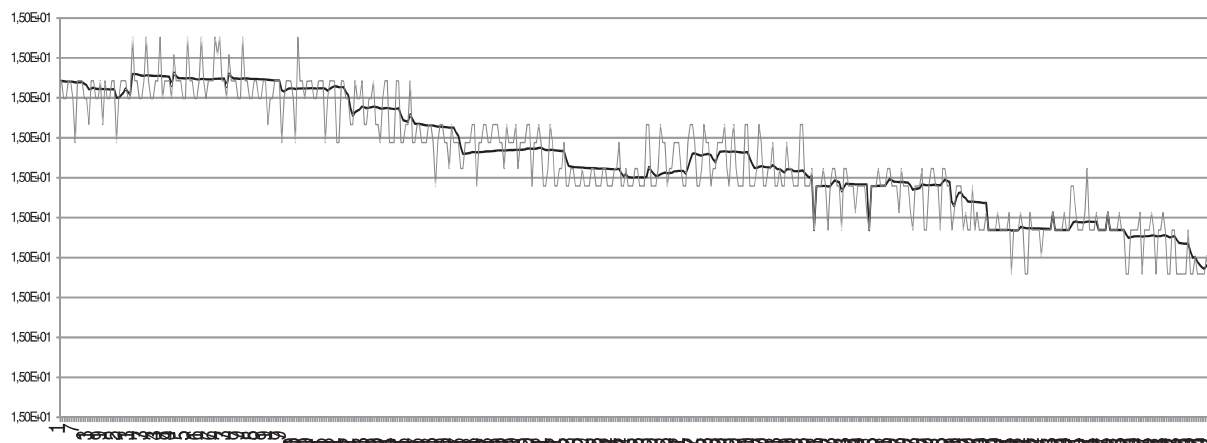


Рис. 2. Поведение индекса FRAMA для датчика d5

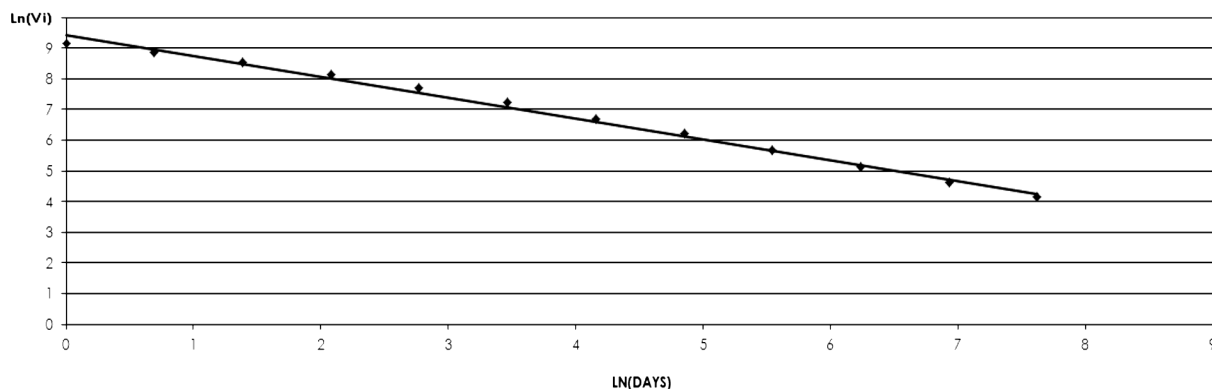


Рис. 3. Поведение амплитудной вариации в двойном логарифмическом масштабе для датчика d1

Из данного графика для датчика d1 (уровень надежности $\alpha = 0,95$) был определен индекс фрактальности μ , равный $0,6778 \pm 0,003$ при $R^2 = 0,994$, где R^2 – коэффициент детерминации для линии регрессии. Аналогично были определены индексы фрактальности для каждого ряда.

Известно, что при $\mu < 0,5$ корреляция положительна, т. е. тенденция к увеличению (положительное приращение) в прошлом означает в среднем тенденцию к увеличению в будущем, и наоборот, тенденция к уменьшению (отрицательное приращение) в прошлом означает тенденцию к уменьшению в будущем. Такой процесс называется *персистентным* (сохраняющим тенденцию) и его можно рассматривать как модель тренда. При $\mu > 0,5$ корреляция отрицательна, т. е. в этом случае увеличение в прошлом означает вероятное уменьшение в будущем, а тенденция к уменьшению в прошлом означает увеличение в будущем. Такой процесс называется *антиперсистентным* и его можно рассматривать как флэт. И, наконец, при $\mu = 0,5$ корреляция отсутствует и имеется промежуточное состояние между флэтом и трендом [6].

Выбор способа разбиения для определения минимума и максимума внутри каждого из них является важной задачей при проведении фрактального анализа данных. Для решения этой задачи проведен численный эксперимент, в котором рассмотрено несколько типов разбиений по 2^s элементов в каждом из них ($s = 1, 2 \dots 6$). Для всех указанных разбиений по формуле (2) определена амплитудная вариация V_i (i – номер разбиения), которая сравнивалась с амплитудной вариацией исходного временного ряда V . Величина V находилась при помощи разбиений с непересекающимися интервалами первоначальных данных датчика d5 при среднем показателе индекса фрактальности $0,33 < \mu < 0,49$. В качестве расчетного выбиралось такое разбиение, для которого значение сумма невязок $|V - V_i|$ во всех расчетных точках оказывалась минимальной. Результаты эксперимента проиллюстрированы на рис. 4. Здесь нижняя кривая соответствует амплитудной вариации V исходного ряда, кривые Ряд_1 – амплитудным вариациям для разбиений, содержащих 2^i элементов. Из анализа полученных

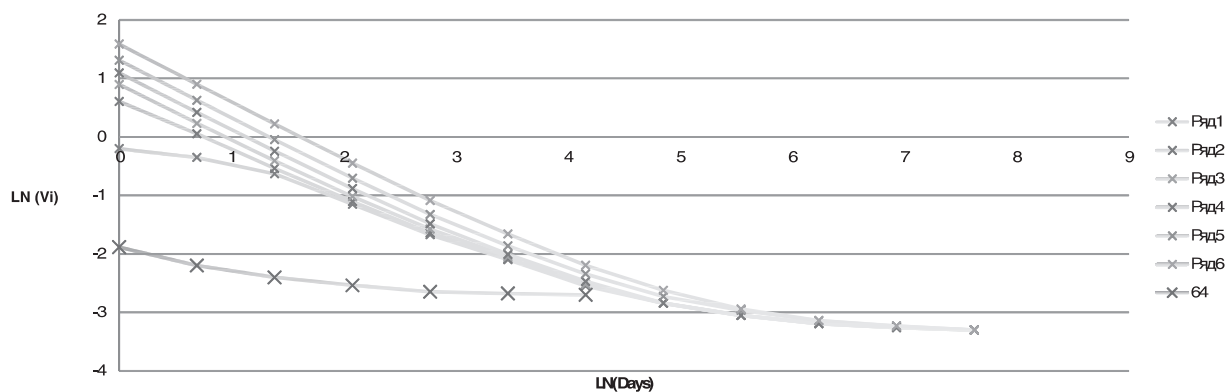


Рис. 4. Поведение амплитудной вариации при увеличении количества объединяемых значений временного ряда

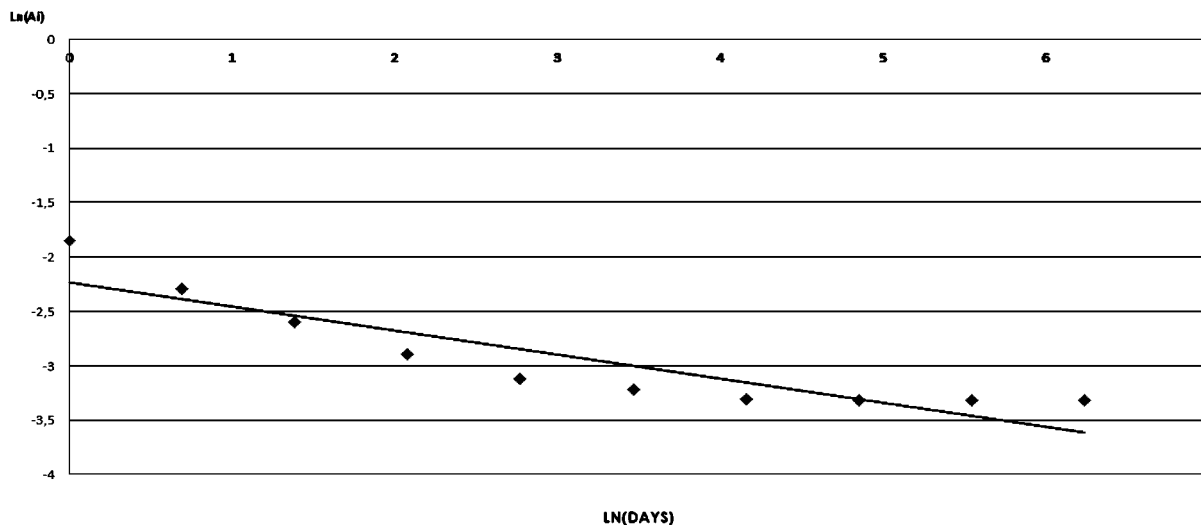


Рис. 5. Поведение амплитудной вариации в двойном логарифмическом масштабе для датчика d5 (интервалы без пересечения)

результатов следует, что, более мелкое разбиение для определения максимума и минимума для всех временных рядов приводит к наиболее точному определению как амплитудной вариации, так и индекса фрактальности.

Для проверки гипотезы о том, что пересечение интервалов при определении максимума и минимума не дает искажения данных, исходные значения временных рядов, разбитые указанным выше

способом, были проанализированы по индексу фрактальности. Из рис. 5 видно, что амплитудная вариация, а значит, и индекс фрактальности с пересечением интервалов приблизился к значению, полученному по начальным данным ряда, что также подтверждает сформулированную гипотезу. Получено значение индекса фрактальности $\mu = 0,2214 \pm 0,004$ при $R^2 = 0,8118$.

В заключительной части работы построены

Таблица 2

Основные индексы для датчика d5 по интервалам в 32 значения (интервалы без пересечения)

Интервал наблюдения	Индекс фрактальности	Показатель Херста	Фрактальная размерность
1–32	0,37	0,63	1,37
32–64	0,46	0,54	1,46
64–96	0,36	0,64	1,36
96–128	0,39	0,61	1,39
128–160	0,47	0,53	1,47
160–192	0,40	0,60	1,40
192–224	0,46	0,54	1,46
224–256	0,36	0,64	1,36
256–288	0,46	0,54	1,46
288–320	0,49	0,51	1,49
320–352	0,38	0,62	1,38
352–384	0,44	0,56	1,44
387–416	0,33	0,67	1,33
416–448	0,33	0,67	1,33

$$0,33 \leq \mu \leq 0,49$$

$$1,33 \leq D \leq 1,49$$

Таблица 3

Основные индексы для датчика d6 по интервалам в 32 значения
(интервалы без пересечения)

Интервал наблюдения	Индекс фрактальности	Показатель Херста	Фрактальная размерность
32	0,58	0,42	1,58
64	0,58	0,42	1,58
96	0,58	0,42	1,58
128	0,57	0,43	1,57
160	0,55	0,45	1,55
192	0,50	0,50	1,50
224	0,58	0,42	1,58
256	0,57	0,43	1,57
288	0,44	0,56	1,44
320	0,48	0,52	1,48
352	0,59	0,41	1,59
384	0,57	0,43	1,57
416	0,58	0,42	1,58
448	0,58	0,42	1,58

$$0,44 \leq \mu \leq 0,59$$

$$1,44 \leq D \leq 1,59$$

функции $\mu(t)$, соответствующие каждому оптическому датчику. Данная процедура выполнена с целью локального определения фрактальных показателей и вариации индекса фрактальности.

Локальные участки исходных данных (448 значений), снятые с датчиков, разделены на 14 непересекающихся отрезков. На каждом из этих отрезков вычислены три основных фрактальных индекса: индекс фрактальности, показатель Херста, фрактальная размерность D . Полученные результаты для датчиков d5 и d6 представлены в табл. 2 и 3 соответственно.

Данные из таблиц окончательно подтверждают трендовую составляющую на всем временном интервале для датчика d5 (вариация индекса фрактальности не превышает 0,5) и частичную составляющую для d6. Таким образом, появляется возможность прогнозирования данных этих

временных рядов и выявление проблемных частей на всем временном интервале.

В завершение отметим основные полученные результаты. Проведенный фрактальный анализ для шести временных рядов, снятых в процессе калибровки волоконно-оптических датчиков, выявил наличие фрактальной составляющей в рассматриваемых рядах.

С помощью основных фрактальных показателей, таких, как индекс фрактальности, показатель Херста и фрактальная размерность D получены результаты, численно характеризующие то или иное поведение ряда. В частности, на временном ряде, построенном по показаниям датчика d5, выявлено преобладание трендовой составляющей ($\mu < 0,5$), что соответствует черному шуму, который, в свою очередь, указывает на возможность построения наиболее точного прогноза и диагностики.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Мандельброт, Б. Фрактальная геометрия природы [Текст] / Б. Мандельброт. – М.: Институт компьютерных исследований, 2002.
2. Федер, Е. Фракталы [Текст] / Е. Федер. – М.: Мир, 1991.
3. Старченко, Н.В. Локальный фрактальный анализ в физических приложениях [Текст] / Н.В. Старченко // Препринт № 006-2005. – М.: МИФИ, 2005.
4. Dubovikov M.M. Variation index and its applications

to analysis of fractal structures [Text] / M.M. Dubovikov, N.S. Starchenko // Sci. Almanac Gordon. – 2003. – № 1. – P. 1–30.

5. Копыркин, К. Динамические скользящие средние: Ч. I [Текст] / К. Копыркин // Современный трейдинг. – 2001. – № 5-6. – С. 8–12.

6. Сергасев, С. Fractal Adaptive Moving Average (FRAMA) Фрактальная адаптивная скользящая средняя Дж. Эйлерса [Электронный ресурс] / С. Сергасев. – Режим доступа: <http://stocktrade.narod.ru/indicators/FRAMA.pdf>



ДИАГНОСТИКА ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФРАКТАЛЬНОГО КОГНИТИВНОГО ОБРАЗА

Как известно, наиболее важными задачами искусственного интеллекта является сбор фактов, систематизация данных, критический анализ и на этой базе синтез новых знаний, которые не только описывают наблюдаемые природные или общественные явления, но и позволяют построить причинно-следственные связи для прогнозирования. Одним из методов систематизации, обобщения и получения новых знаний является образное представление информации о той предметной области, в рамках которой проводится исследование.

Под образным представлением понимаются графические изображения или анимированная графика. Те образы, которые непосредственно направлены на получение новых знаний путем отображения уже известной информации в исследуемой предметной области, называют *когнитивными*, а раздел науки, изучающий принципы создания таких образов, – *когнитивной графикой*.

Современное понятие когнитивного образа определяется так: когнитивный образ – это совокупность приемов и методов образного представления условий задачи, которое позволяет либо сразу увидеть решение, либо получить подсказку для его нахождения [1].

Выделяется две разновидности когнитивных образов:

когнитивные образы на основе произвольных графических изображений (когнитивные образы, графические изображения которых имеют произвольную структуру);

когнитивные образы на основе графических изображений с сетевой структурой, называемые *когнитивными картами* (когнитивные образы, графические изображения которых являются графом) [2].

Когнитивные образы на основе произвольных графических изображений включают в себя произвольное графическое изображение и контекстное пояснение, в котором описывается соответствие между параметрами решаемой задачи и фрагментами выбранного графического изображения.

В качестве произвольных графических изображений часто используются элементарные графические объекты, а также преобразование данных объектов, например: точки, круги, квадраты, отрезки и изменение их размеров, формы, местоположения и цветового режима, но нередко применяются и более сложные графические образы. При работе с динамическими параметрами решаемой задачи статическая составляющая когнитивных образов минимальна, основную когнитивную нагрузку несет динамика графического изображения и ее эволюция, позволяющая сделать вывод о сложившейся ситуации и спрогнозировать ее развитие.

Выбор графического изображения определяется условиями решаемой задачи и закономерностями, положенными в основу выбранного для решения рассматриваемой задачи метода, которые должны быть представлены в графическом виде с помощью фрагментов выбранного изображения.

На сегодняшний день центральное место в направлении когнитивной графики занимают задачи, связанные с графическим представлением и анализом больших объемов информации, описывающей поведение исследуемого объекта [3].

Примером подобных задач является задача диагностики сложного технологического объекта [4]. Она предусматривает анализ большого количества информации, характеризующей состояние диагностируемого объекта за ограниченный временной интервал. Задача диагностики технологического объекта заключается в проверке исправности, работоспособности и правильности функционирования объекта, а также задачи поиска дефектов, нарушающих исправность, работоспособность или правильность функционирования [5].

Суть задачи диагностики сложного технологического объекта заключается в выявлении состояния диагностируемого объекта. Все возможные состояния объекта разделяют на несколько категорий, за каждой из которых закрепляются определенные цвета для их дальнейшего графиче-

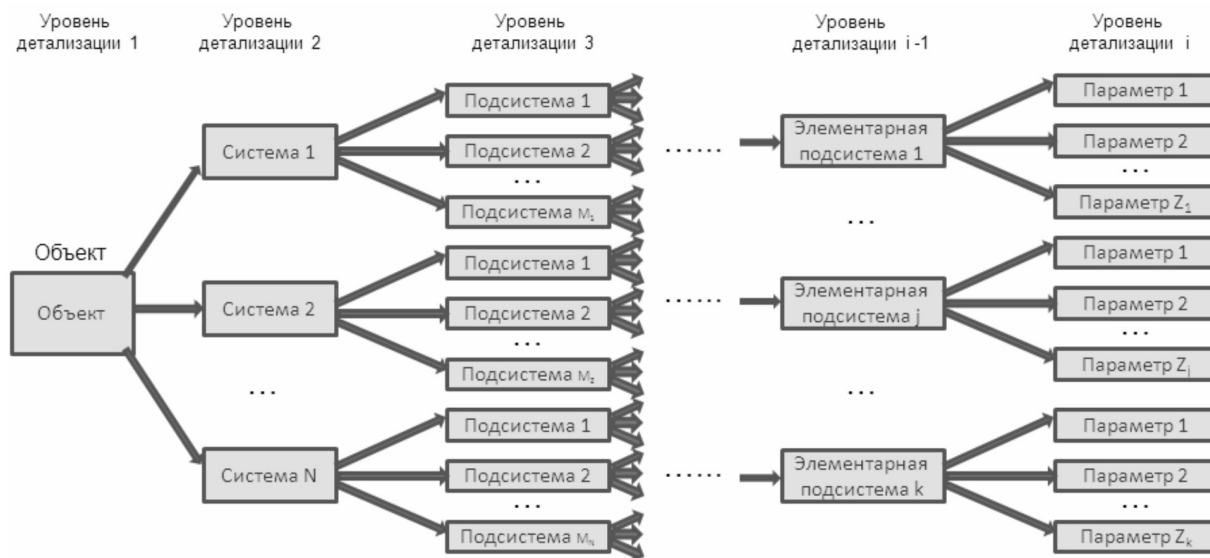


Рис. 1. Декомпозиция объекта диагностики на различных уровнях детализации

ческого отображения. Часто выделяют четыре категории состояний объекта, которым соответствуют: стабильное функционирование объекта и зеленый цвет; состояния, характеризующиеся отклонениями контролируемых параметров в пределах нормы, – желтый цвет; состояния, характеризующиеся отклонениями контролируемых параметров вне пределов нормы, – оранжевый цвет; состояния соответствующие аномальному режиму работы объекта – красный цвет [6].

Необходимо отметить, что в процессе решения задачи диагностики сложного технологического объекта следует рассматривать объект на разных уровнях детализации с целью обеспечения возможности выбора наиболее информативных сегментов для контроля за состоянием объекта [7] (рис. 1).

При этом цветовое соответствие категорий состояний сохраняется на всех уровнях детализации, начиная от состояний контролируемых параметров, состояний подсистем, до общего состояния объекта.

При построении когнитивного образа для решения задачи диагностики сложного технологического объекта необходимо:

выбрать графическое изображение, свойства которого позволяют определить исправность, работоспособность и правильность функционирования диагностируемого объекта;

сформировать правила контекстного пояснения для выбранного графического изображения.

Отобразить структуру диагностируемого объекта на различных уровнях детализации позволяет фрактальное графическое изображение в виде кристалла (кристаллического типа) (рис. 2).

Отображение состояния диагностируемого объекта на разных уровнях детализации осуществляется на основе изменения цветового режима фрагментов отдельных ярусов графического изображения.

Представленное графическое изображение кристаллического типа, входящее в состав когнитивного образа диагностики технологического объекта, образуют два вида фрагментов: фрагменты первого типа, представляющие собой остроконечный отрезок в виде часовой стрелки, и

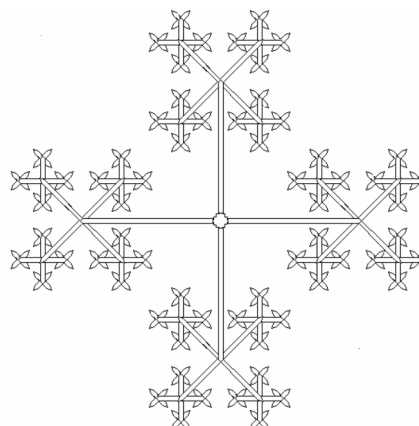


Рис. 2. Фрактальное графическое изображение кристаллического типа

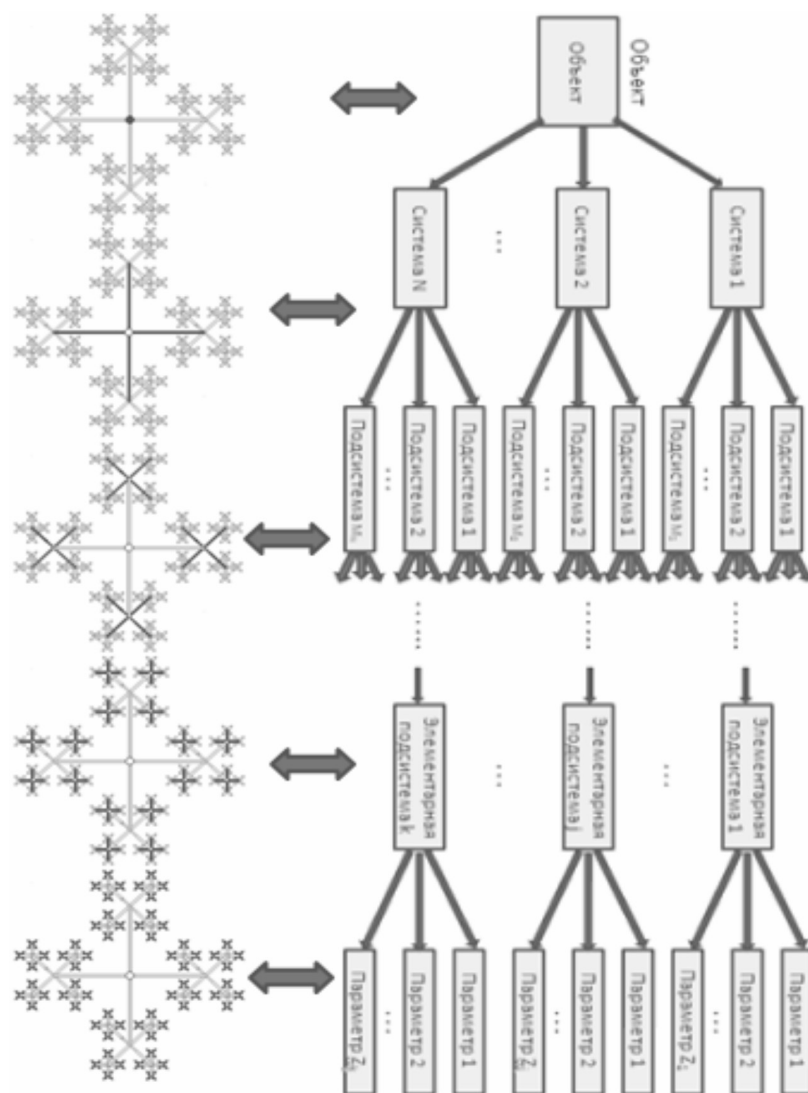


Рис. 3. Отображение состояния объекта на различных уровнях детализации с помощью изменения цветового режима фрагментов фрактального графического изображения

фрагмента второго типа – крестовидный многоугольник. Каждый фрагмент первого типа рассматриваемого когнитивного образа обладает кристаллическим радиусом. Под кристаллическим радиусом понимается количество фрагментов изображения, соединяющих рассматриваемый фрагмент с центральным фрагментом когнитивного образа. Два фрагмента изображения будем называть соседними, если они имеют общую грань.

Цвет фрагментов когнитивного образа определяется по следующим принципам. Фрагменты первого типа, расположенные по внешнему периметру когнитивного образа, т. е. фрагменты с наибольшим кристаллическим радиусом,

предназначены для отображения показаний датчиков диагностируемого объекта и окрашиваются в цвет той цветовой категории, в которую попали показания датчика. Цвета фрагментов когнитивного образа, кристаллический радиус которых меньше максимального, определяются в зависимости от цветов соседних фрагментов, располагающихся ближе к внешним границам изображения, т. е. соседних фрагментов, кристаллический радиус которых больше на единицу. Предпочтение отдается цвету тех соседних фрагментов, который совпадает или наиболее близок к цвету крестообразного многоугольника, располагающегося в центре когнитивного образа. Центральный фрагмент второго типа

закрашивается в цвет той категории, к которой относится общий диагноз рассматриваемого технологического объекта. Фрагменты образа, предназначенные для отображения контекста изображения и не участвующие в отображении параметров диагностируемого объекта, окрашиваются в нейтральный белый цвет.

На рис. 3 показано отображение состояния объекта на различных уровнях детализации с помощью изменения цветового режима фрагментов фрактального графического изображения.

Рассмотренный когнитивный образ обеспечивает представление диагностируемого объекта на различных уровнях детализации, начиная от состояний контролируемых параметров, контролируемых подсистем до состояния объекта в целом. Это позволяет выполнять точный анализ состояния объекта с выявлением подсистемы, работа которой привела к получению определенного диагноза.

В заключение необходимо отметить, что актуальность рассматриваемой проблемы определяется необходимостью повышения эффективности и упрощения формирования заключений о состоянии объекта контроля в режиме реального времени. Сложность проблемы разработки когнитивных образов состоит в том, что объекты, с которыми работают когнитивные образы, как правило, представляют собой внушительные комплексы, состоящие из множества элементов. Как следствие, возникает необходимость оперировать большими объемами информации о состоянии контролируемого объекта. В то же время разработка когнитив-

ных образов требует выполнения детального анализа предметной области и возможных вариантов поведения контролируемого объекта.

Фрактальная структура рассмотренного когнитивного образа может применяться для представления состояния различных технологических объектов, как декомпозиции их на подсистемы и, в конечном счете, на исходные контролируемые параметры, что позволяет использовать данный когнитивный образ для визуализации состояний различных объектов.

Также фрактальность образа позволяет отобразить необходимое количество подсистем объекта, поскольку во фрактальном графическом изображении их можно увеличивать до нужной глубины фрактального радиуса. В том случае если количество подсистем у определенной подсистемы объекта будет больше четырех, количество фрагментов первого типа фрактального изображения может быть увеличено для отображения нужного количества подсистем.

Представленный алгоритм формирования цветового режима когнитивного образа позволяет проследить причины получения определенных диагнозов. Фрактальный когнитивный образ дает возможность выполнять более точную классификацию диагнозов состояния контролируемого объекта посредством увеличения количества цветов до требуемого количества категорий. Представленный образ обеспечивает целостность восприятия состояния контролируемого объекта и однозначную интерпретацию лицом, принимающим решения.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Зенкин, А.А.** Когнитивная компьютерная графика [Текст] / А.А. Зенкин, Д.А. Поспелов. –М.: Наука, 1991. –192 с.
2. **Кулинич, А.А.** Модель активизации мышления субъекта в системах когнитивного моделирования [Текст] / А.А. Кулинич // VIII национальная конф. по искусственному интеллекту КИИ–2002. –Коломна, 4–12 окт. 2002. –С. 575–584.
3. **Поспелов, Д.А.** Когнитивная графика – окно в новый мир [Текст] / Д.А. Поспелов // Программные продукты и системы. –1992. –№ 2. –С. 4–6.
4. **Новоселов, Ю.В.** Формальная модель когнитивного образа для системы поддержки принятия решений в задаче диагностики объекта [Текст] / Ю.В. Новоселов // Вестник МЭИ. –ИД МЭИ, 2009. –№ 2. –С.183–187.
5. **Пархоменко, П.П.** Основные положения и рекомендации по организации диагностического обеспечения сложного объекта [Текст] / П.П. Пархоменко, Е.С. Согомонян. –М.: Машиностроение, 1985. –224 с.
6. **Новоселов, Ю.В.** Формирование цветового режима когнитивного образа с использованием механизмов нечеткой логики [Текст] / Ю.В. Новоселов // Интегрированные модели и мягкие вычисления в искусственном интеллекте: Сб. науч. тр. VI Междунар. науч.-техн. конф. –Коломна, 16–19 мая 2011 г. В 2-х т. –М.: Физматлит, 2011. – Т.2. –482 с.
7. **Бригер, И.А.** Техническая диагностика [Текст] / И.А. Бригер. –М.:Машиностроение, 1978. –314 с.



УДК 53.072

С.Ю. Беляев, О.В. Талалов, В.Т. Бенкевич, А.Б. Терентьев

МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИКИ ДЛИННЫХ ПРЯМЫХ ВОЛОС

Задача моделирования динамики длинных прямых волос возникает при создании высоко реалистичных компьютерных анимаций человека и животных. Требования к качеству и физической достоверности особенно высоки при создании анимационных фильмов и специальных эффектов для кино. При этом время, затрачиваемое на создание одного кадра анимации, не должно превышать 1–3 с.

В нормальном состоянии на голове человека находится порядка 100 тыс. волос, которые постоянно взаимодействуют друг с другом в процессе движения. Также на движение волос оказывают влияние внешние силы, например ветер, и столкновения с различными объектами: головой, плечами, и др. Учет этих факторов делает задачу моделирования динамики волос вычислительно трудной.

Можно выделить две группы методов, предназначенных для расчета динамики длинных волос при наличии временных ограничений. Масс-пружинные системы [1] и системы частиц [2] позволяют моделировать большое количество волос (до 10 тыс.) за время, близкое к интерактивному. Представление волос в виде связанной системы твердых тел [3] и суперспиралей [4] требует больших вычислительных затрат, но позволяет получать максимально физически корректные анимации движения. Обычно такие методы моделируют от 10, в случае суперспиралей, до нескольких сотен опорных волос, в случае использования связанных тел. Движение остальных волос получается путем интерполяции движений опорных.

Рассмотренная в статье математическая модель использует представление волос в виде открытой системы связанных твердых тел.

Динамика волоса

Для интеграции с программными системами трехмерного моделирования волосы представляются набором NURBS кривых. Каждая отдельная NURBS кривая аппроксимируется ломаной линией, с элементами которой связываются твердые тела. Твердые тела соединены между

собой шаровыми шарнирами. Упругие элементы на сгиб и скручивание внутри шарнира моделируют присущую волосам жесткость.

Пусть N твердых тел связаны между собой шарнирами, пронумеруем твердые тела таким образом, что шарнир с номером i связывает между собой тела с номерами $\lambda(i) < i$ и i (рис. 1). Обозначим через M количество степеней свободы.

Положение твердого тела в пространстве определяется локальной системой координат F_i , связанной с главными осями инерции; v_i и a_i – вектора скорости и ускорения твердого тела в системе координат F_i ; f_i – сумма внешних сил, приложенных к телу, заданная в мировой системе координат. С каждым шарниром связаны обобщенные координаты q_i и обобщенные силы τ_i . Пространство возможных перемещений в шарнире задается матрицей S_i . Преобразование координат из F_i в F_j обозначим, как jX_i .

При моделировании динамики волос уравнения движения получаются жесткими, поэтому вместо явных методов интегрирования ОДУ используется модифицированный метод Ньютона для решения АДУ. Заметим, что уравнения движения могут быть записаны в виде

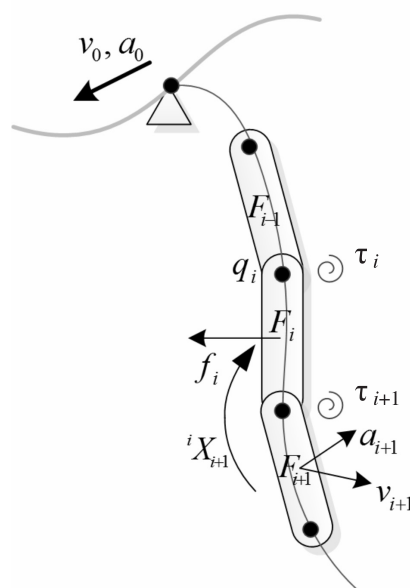


Рис. 1. Представление волоса системой связанных твердых тел

$$R(t, y, \dot{y}) = 0, \quad (1)$$

где $y = [q, \dot{q}]^T$.

Для решения уравнения (1) используется метод Ньютона:

$$y_{n+1}^{(k+1)} = y_{n+1}^{(k)} - \left(\frac{\partial R}{\partial y} + \frac{1}{h} \frac{\partial R}{\partial \dot{y}} \right)^{-1} R(t, y_{n+1}^{(k)}, \dot{y}_{n+1}^{(k)}) \quad (2)$$

$$\dot{y}_{n+1}^{(k+1)} = \frac{y_{n+1}^{(k+1)} - y_n}{h}.$$

Чтобы избежать обращения матрицы, приведем (2) к следующему виду:

$$\left(\frac{\partial R}{\partial y} + \frac{1}{h} \frac{\partial R}{\partial \dot{y}} \right) (\dot{y}_{n+1}^{(k+1)} - \dot{y}_{n+1}^{(k)}) = -\frac{1}{h} R(t, y_{n+1}^{(k)}, \dot{y}_{n+1}^{(k)}) \quad (3)$$

$$y_{n+1}^{(k+1)} = y_n + h \dot{y}_{n+1}^{(k+1)}.$$

Для решения СЛАУ, входящей в (3), используется процедура BiCGstab [5], требующая на каждом шаге двух умножений якобиана $\left(\frac{\partial R}{\partial y} + \frac{1}{h} \frac{\partial R}{\partial \dot{y}} \right)$ на некоторый вектор z . Вычисление якобиана – вычислительно трудоемкая задача. Заметим, что для малых z будет верно

$$R(t, y + z, \dot{y} + \frac{z}{h}) =$$

$$= R(t, y, \dot{y}) + \left(\frac{\partial R}{\partial y} + \frac{1}{h} \frac{\partial R}{\partial \dot{y}} \right) z + o(\|z\|).$$

Тогда результат умножения якобиана на вектор можно аппроксимировать следующим выражением:

$$\left(\frac{\partial R}{\partial y} + \frac{1}{h} \frac{\partial R}{\partial \dot{y}} \right) z \cong R(t, y + z, \dot{y} + \frac{z}{h}) - R(t, y, \dot{y}). \quad (4)$$

Формула (4) дает возможность избежать явного вычисления якобиана. Функция $R(t, y, \dot{y})$ может быть вычислена для открытых кинематических цепочек методом, описанным в [6]. Для записи уравнений воспользуемся пространственной алгеброй.

Заметим, что скорости и ускорения тел $\lambda(i)$ и i , соединенных шарниром, связаны между собой соотношениями:

$$v_i = {}^i X_{\lambda(i)} v_{\lambda(i)} + S_i \dot{q}_i,$$

$$a_i = {}^i X_{\lambda(i)} a_{\lambda(i)} + S_i \ddot{q}_i + v_i \times S_i \dot{q}_i.$$

Невязка сил $\hat{r}_n$, вызванная действием неизвестной силы реакции на тело с номером n , может быть вычислена как

$$\hat{r}_n = I_n a_n + v_n \times {}^n I_n v_n - {}^n X_0^* f_n. \quad (5)$$

В проекции на обобщенные координаты соотношение (5) может быть записано в виде

$$r_n = S_n^T \hat{r}_n - \tau_n.$$

По третьему закону Ньютона для каждого твердого тела в кинематической цепочке будет верно

$$\hat{r}_i = I_i a_i + v_i \times {}^i I_i v_i - {}^i X_0^* f_i + \sum_{j \in \mu(i)} {}^i X_j^* \hat{r}_j, \quad (6)$$

$$r_i = S_i^T \hat{r}_i - \tau_i.$$

Формула (6) дает рекурсивный алгоритм вычисления искомой величины $R(t, y, \dot{y})$, псевдокод которого приведен на рис. 2.

В случае цепочки связанных твердых тел, $\lambda(i) = i - 1$ и $\mu(i) = \{i + 1\}$, поэтому в формуле (6) вместо суммы будет стоять одно слагаемое.

Учет взаимодействия между волосами

При движении пары соседних волос активно взаимодействуют друг с другом. Вместо учета взаимодействия каждой пары волос в отдельности, рассматривается движение всего множества волос как движение сплошной вязкой текучей среды. Такой подход рассмотрен ранее (см., например, [2]), он позволяет учесть трение между соседними волосинками, а также контактное взаимодействие между волосами в целом.

Для того чтобы представить множество волос в виде сплошной среды, с каждым волосом жестко связывается множество частиц и с каждой частицей соотносится определенное количество «вещества», пропорциональное массе фрагмента волоса, к которому прикреплена частица. Скорость движения частиц в каждый момент времени определяется динамикой движения волоса.

Движение вязкой текучей среды описывает-

Вход: $y^k = [q^k, \dot{q}^k]^T$, $\dot{y}^k = [\dot{q}^{k*}, \ddot{q}^k]^T$
Выход: $[\dot{q}^{k*} - \dot{q}^k, r]^T$

```

1: for  $i = 1$  to  $N$  do
2:    $v_i = {}^i X_{\lambda(i)} v_{\lambda(i)} + S_i \dot{q}_i$ 
3:    $a_i = {}^i X_{\lambda(i)} a_{\lambda(i)} + S_i \ddot{q}_i + v_i \times S_i \dot{q}_i$ 
4: end for
5:  $\hat{r} = 0 \in \mathbb{R}^{6N}$ 
6:  $r = 0 \in \mathbb{R}^M$ 
7: for  $i = N$  to 1 do
8:    $\hat{r}_i = I_i a_i + v_i \times {}^i I_i v_i - {}^i X_0^* f_i$ 
9:   for  $j \in \mu(i)$  do
10:     $\hat{r}_i = \hat{r}_i + {}^i X_j^* \hat{r}_j$ 
11:   end for
12:    $r_i = S_i^T \hat{r}_i - \tau_i$ 
13: end for
14: return  $[\dot{q}^{k*} - \dot{q}^k, r]^T$ 
```

Рис. 2. Алгоритм вычисления R

ся уравнением неразрывности и уравнением моментов:

$$\frac{1}{\rho} \frac{d\rho}{dt} = -\nabla \cdot \vec{v}, \quad (7)$$

$$\rho \frac{d\vec{v}}{dt} = \nu \nabla \cdot (\nabla \vec{v}) - \nabla p + F, \quad (8)$$

где ρ – плотность в заданной точке; p – давление; $\vec{v}$ – скорость потока; ν – вязкость; F – внешние силы.

Уравнение состояния связывает между собой давление p и плотность ρ следующим образом:

$$p = \begin{cases} 0, & \text{если } \rho < \rho_0 \\ K_c \left(\frac{\rho - \rho_0}{\rho_c - \rho_0} \right)^n, & \text{если } \rho_0 \leq \rho \leq \rho_c \\ K_c, & \text{если } \rho_c < \rho \end{cases} \quad (9)$$

где K_c – это максимальное давление; ρ_0 – минимальная плотность, при которой волосы начинают взаимодействовать друг с другом; ρ_c – максимальная плотность, при которой волосы собраны в плотный пучок.

Для решения уравнений (7)–(8) используется метод сглаженных гидродинамических частиц [7]. При этом для вычисления значения некоторой физической величины A в заданной точке пространства используется взвешенная сумма:

$$A(r) = \sum_b A_b \frac{m_b}{\rho_b} W(r - r_0, h), \quad (10)$$

где в качестве функции ядра $W(r, h)$, используется интерполяционное ядро кубического сплайна ($s = |r|/h$):

$$W(r, h) = \frac{1}{\pi h^3} \begin{cases} (1 - \frac{3}{2}s^2 + \frac{3}{4}s^3), & \text{если } 0 \leq s \leq 1 \\ \frac{1}{4}(2-s)^3, & \text{если } 1 \leq s \leq 2 \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}$$

Таким образом, уравнения (7)–(8) могут быть записаны в виде

$$\frac{d\rho_i}{dt} = \sum_{j=1}^N m_j v_{ij} W_{ij}, \quad (11)$$

$$\frac{dv_i}{dt} = -\sum_{j=1}^N m_j \left(\frac{p_j}{\rho_j^2} + \frac{p_i}{\rho_i^2} + \Pi \right) \nabla_i W_{ij}. \quad (12)$$

Величина Π_{ij} в уравнении (12) – это «вязкое давление», отражающее трение между отдельными прядями волос, которое вычисляется по следующей формуле:

$$\Pi_{ij} = \begin{cases} -\frac{c\mu_{ij}}{\rho_{ij}}, & \text{если } \mu_{ij} \leq 0 \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}$$

$$\mu_{ij} = h \frac{v_{ij} \cdot r_{ij}}{|r_{ij}|^2 + h^2 / 100}$$

$$\rho_{ij} = (\rho_i + \rho_j) / 2.$$

Вместо интегрирования системы уравнений (11)–(12) для каждой частицы по формуле (12) определяются значения ускорений, которые после умножения на массу, связанную с частицей, интерпретируются как внешние силы, действующие на волос, и учитываются при расчете динамики волоса.

Учет столкновений

Для моделирования столкновения волос с объектами используется метод штрафов. Геометрия объектов в целях повышения производительности аппроксимируется простыми геометрическими формами, например, сферами, капсулами, ориентированными параллелепипедами. Геометрия каждого волоса аппроксимируется множеством сфер, расположенных вдоль сегментов волос. Диаметр данных сфер чуть больше, чем диаметр волос.

Каждый раз перед расчетом динамики волоса проверяется, нет ли геометрических пересечений между волосом и другими объектами. Если пересечения найдены, то для каждого из них вычисляются глубина проникновения d , относительная скорость в точке контакта v , относительное ускорение a и вектор нормали к поверхности $\vec{n}$. После чего к волосу в точке контакта применяется штрафная сила реакции.

Функция штрафа f состоит из трех составляющих:

$$f = f_d + f_v + f_a,$$

где величины f_d , f_v и f_a определяются следующим образом:

$$f_d(d) = \begin{cases} 0, & \text{если } d \leq 0 \\ k_d d, & \text{если } d > 0 \end{cases}$$

$$f_v(d, v) = \begin{cases} k_v d (\vec{v} \cdot \vec{n}), & \text{если } d > 0 \text{ и } \vec{v} \cdot \vec{n} \geq 0 \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}$$

Величина f_a определяется аналогично f_v .

Носитель функции штрафа представляет собой множество состояний, при котором сталки-

вающиеся тела проникают друг в друга ($d > 0$), а также имеют скорости и ускорения, направленные на увеличение глубины проникновения.

Указанная ранее функция моделирует неупругий удар, что допустимо при столкновении волос с объектами.

При реализации описанной модели применялись технологии OpenMP и NVidia CUDA. При вычислениях с использованием CPU Intel Core i7-860 (4x2.80GHz) и GPU NVidia GTX470 для моделирования 2025 волос, состоящих из 10 сегментов каждый, потребовалось 100 мс на каждый шаг моделирования (шаг моделирования 0,01 с), что равно 0,4 с на один кадр анимации.

Разработанная система позволяет моделировать динамику длинных прямых волос с учетом столкновений с объектами. Время моделирования 2000 волос в 10 раз превышает необходимое для интерактивного моделирования, но при этом остается допустимым для использования при создании анимационных фильмов.

При дальнейшем развитии работы особое внимание следует уделить проблеме столкновений волос с объектами, заменив функции штрафа вычислением контактных сил и импульсов.

Работа выполнена в рамках ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технического комплекса России на 2007–2013 гг.», госконтракт № 07.524.12.4009.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Selle, A.** A mass spring model for hair simulation [Text] / A. Selle, M. Lentine, R. Fedkiw // ACM Transactions on Graphics. – 2008. – Vol. 27. – № 1.
2. **Hadap, S.** Modelling dynamic hair as a continuum [Электронный ресурс] / S. Hadap, N. Magnenat-Thalmann // Computer Graphics Forum. Proc. of Eurographics'01. – 2001. – Vol. 20. – № 3. – P. 329–338.
3. **Chang, J.T.** A practical model for hair mutual interactions [Text] / J.T. Chang, J. Jin, Y. Yu // In ACM SIGGRAPH Symp. on Computer Animation. – 2002. – P. 73–80.
4. **Bertails, F.** Predicting natural hair shapes by solving the statics of flexible rods [Text] / F. Bertails, B. Audoly, B. Querleux [et al.] // In Eurographics (short papers), 2005.
5. **Van der Vorst, H.A.** Bi-CGSTAB: A Fast and Smoothly Converging Variant of Bi-CG for the Solution of Nonsymmetric Linear Systems [Электронный ресурс] / H.A. Van der Vorst // SIAM J. on Scientific and Statistical Computing. – 1992. – №13 (2). – P. 631–644.
6. **Hadap, S.** Oriented strands: dynamics of stiff multi-body system [Электронный ресурс] / S. Hadap // In Proc. of the 2006 ACM SIGGRAPH/Eurographics Symp. on Computer animation – SCA '06.
7. **Темам, Р.** Уравнения Навье–Стокса. Теория и численный анализ [Текст] / Р. Темам; 2-е изд. – М.: Мир, 1981. – 408 с.
8. **Featherstone, R.** Rigid Body Dynamics Algorithms [Text] / R. Featherstone. – New York: Springer, 2008.

УДК 681.3.06(075.8)

И.Г.Черноруцкий

ИНТЕРАКТИВНЫЕ ПРОЦЕДУРЫ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОГО ВЫБОРА

Выбор наилучшего решения из множества допустимых вариантов предполагает наличие некоторого правила для сравнения возможных альтернатив. Наиболее часто такое правило задается некоторым «целевым» функционалом, отображающим множество альтернатив во множество вещественных чисел. В этом случае задача решается методами скалярной оптимизации, а наилучшее решение отождествляется с экстремумом целевого функционала. Построение целевого функционала может быть сопряжено с серьезными затруднениями. На практике неред-

ко оказывается более естественным задавать не один, а несколько «частных» целевых функционалов в качестве критериев оценки выбираемых вариантов. Эти функционалы достигают своих экстремумов в различных точках, и задача поиска экстремума целевого функционала должна быть заменена на поиск нового объекта, принимаемого за решение соответствующей многокритериальной задачи выбора.

Итак, решаются задачи вида $f_i(x) \rightarrow \min_{x \in X}, (i = 1, \dots, m), X \subseteq R^n$.



(Для определенности будем говорить о минимизации, а не максимизации. Эти задачи легко сводятся друг к другу).

Функции f_i являются вещественными функциями и отображают множество X во множество вещественных чисел R . В качестве формального решения сформулированной задачи обычно выступает множество Парето: множество «эффективных» точек, не доминируемых по бинарному отношению Парето. Рассматриваются множества Парето как в пространстве альтернатив X , так и в m -мерном пространстве векторных оценок f_i . Они обозначаются соответственно $P(X)$ и $P(f)$. Понятно, что $P(X) \subseteq X$, $P(f) = f(P(X))$.

Рассматриваемая проблема заключается в том, что множество Парето оказывается достаточно обширным и содержит слишком много элементов. Тогда как на практике выбор часто должен ограничиваться одним элементом или небольшим количеством «наилучших» или «приемлемых» решений. Существуют различные классы методов «сужения» множества Парето и все они основаны на привлечении дополнительной субъективной информации о характеристиках искомого решения. При отсутствии такой явно или неявно используемой информации ничего кроме множества Парето в качестве объективного решения указать невозможно.

В данной работе строится интерактивная процедура решения сформулированной многокритериальной задачи выбора, приводящая к желаемому результату на основе ряда естественных предположений о конкретной системе предпочтений ЛПР – лица, принимающего решение. В отличие от традиционных методов, в излагаемом подходе «интеллектуальная нагрузка» на ЛПР существенно снижена.

Классификация методов выбора в условиях многокритериальности

В представленных далее методах решения многокритериальных задач речь идет не о построении множеств Парето и их аппроксимаций (что тоже является проблемой), а о получении относительно небольшого числа элементов множества альтернатив, которые могут быть восприняты ЛПР как приемлемые решения.

Методы многокритериального выбора на основе дополнительной информации пользователя (ЛПР) можно условно разделить на три класса: методы непосредственной скаляризации, методы

теории полезности и поисковые методы многокритериального выбора.

К процедурам непосредственной скаляризации относятся наиболее распространенные «инженерные» методы свертки («скаляризации») векторного критерия оптимальности. Методы основаны на предположении, что вся необходимая информация для выделения единственного решения может быть извлечена из исходной постановки задачи. Здесь в первую очередь можно указать методы линейной свертки, максиминной свертки, свертки Джоффриона, метод «главного критерия», метод идеальной точки, различные принципы «справедливого компромисса» и т. д. Выбор одного из этих методов осуществляется ЛПР и тем самым в задачу вносится необходимый субъективизм. В результате исходная многокритериальная задача с помощью соответствующих мотиваций сводится к задаче скалярной оптимизации. Обсуждение и критика подобных процедур хорошо известны и выходят за рамки данной статьи.

В процедурах теории полезности делается предположение, что система предпочтений ЛПР описывается некоторым функционалом или функцией «полезности» или «потерь» $u(x)$. (Иногда, в детерминированных случаях, которые здесь и рассматриваются, принято говорить о функциях «ценности», а не о функциях полезности). Функционал $u(x)$ принимает вещественные значения и его максимум или минимум на X отражают представление пользователя о «наилучшем» варианте. Методами скалярной оптимизации непосредственно воспользоваться не удастся, т. к. предполагается, что функционал полезности в явном виде не задан. Однако предполагается, что все утверждения пользователя в процессе диалога о качестве и сравнительной оценке различных вариантов из X соответствуют этому функционалу. Иначе говоря, ЛПР «неосознанно» во всех своих суждениях руководствуется «своим» функционалом полезности $u(x)$. Функционал $u(x)$ при этом должен быть определенным образом «согласован» с исходной многокритериальной постановкой задачи. В противном случае задача многокритериальной оптимизации и задача максимизации полезности (или минимизации потерь) не имели бы друг к другу никакого отношения.

При реализации процедур теории полезности используются различные предположения о структуре функционала $u(x)$. Например, в теории полез-

ности показывается, что функционал полезности будет иметь аддитивную структуру, если частные критерии f_i взаимонезависимы по предпочтению (см., например, [1]). В результате применения методов теории полезности (в процессе диалога с ЛПР) строится в явном виде функционал $u(x)$. Это построение выполняется с учетом ответов пользователя на целый ряд непростых вопросов. Известно, что «интеллектуальность» и трудоемкость такого диалога оказывается чрезвычайно высокой для ЛПР. Вопросы к ЛПР оказываются сложными и далекими от соответствующей предметной области. Эта трудоемкость оказывается излишне высокой. Действительно, явное построение функционала $u(x)$ позволяет не только выбрать наилучшую альтернативу (что и требуется), но и упорядочить все элементы множества альтернатив по предпочтению. Прodelывается по существу «лишняя» работа.

Поисковые процедуры многокритериальной оптимизации лишены этого недостатка. Функционал $u(x)$ не строится, хотя по-прежнему предполагается его существование. От пользователя соответствующей программной системы выбора требуется отвечать на более простые вопросы. Предпочтения пользователя выявляются непосредственно в процессе исследования множества исходных вариантов. Подобный подход известен давно и связан с работами многих исследователей. Общая идея приписывается А. Джоффриону и сводится к реализации некоторого выбранного алгоритма нелинейного программирования в пространстве альтернатив X [2]. При этом предполагается, что поступающая в процессе диалога информация от пользователя обеспечивает реализацию тех шагов применяемого алгоритма оптимизации, которые в обычных условиях требуют явного задания $u(x)$.

Наиболее часто в качестве теперь уже классической поисковой процедуры многокритериальной оптимизации выступает хорошо известный из литературы алгоритм Фрэнка–Вулфа на основе градиентного метода наискорейшего спуска (МНС). Однако он имеет два очень крупных недостатка. Во-первых, сам по себе МНС неэффективен по причине низкой скорости сходимости. Во-вторых, его реализация в алгоритме Фрэнка–Вулфа затруднена из-за необходимости определять направление наиболее сильного убывания (или возрастания) функционала $u(x)$, а также необходимости осуществлять одномерную оптими-

зацию вдоль заданного направления для определения оптимальной величины шага продвижения. Непосредственно ничего сделать не удастся т. к. функционал $u(x)$ по-прежнему неизвестен. Для реализации алгоритма на основе диалога с ЛПР необходимо строить *кривые безразличия*, *коэффициенты замещения* и другие аналогичные объекты. Эти процедуры оказываются слишком трудоемкими и ненадежными.

Существуют алгоритмы, реализующие различные варианты диалоговых методов поиска оптимума $u(x)$ нулевого порядка, оказывающиеся существенно эффективнее методов Фрэнка–Вулфа (ВФ-методов) и не требующие вычисления производных и осуществления одномерного поиска. Эти методы, как и ВФ-метод, реализуются в пространстве альтернатив X .

Обсуждаемый в данной статье подход к решению проблемы многокритериальной оптимизации поисковыми методами также основан на применении прямых методов поиска, но не в пространстве альтернатив X , а в конечномерных пространствах весовых коэффициентов используемых сверток. Как далее показано, это приводит к целому ряду преимуществ при решении задач многокритериального выбора вариантов.

Поисковые методы многокритериальной оптимизации

Перейдем к рассмотрению поисковых методов многокритериальной оптимизации. Как уже указывалось, рассматриваемые методы основаны на гипотезе о существовании некоторого «функционала потерь» $u(x)$, определенной на исходном множестве альтернатив X :

$$u : X \rightarrow R.$$

Основная задача состоит в выборе одного из элементов $x^* \in X$, такого, что

$$x^* = \arg \min_{x \in X} u(x).$$

Это задача нелинейного программирования о поиске минимизатора. Отличие рассматриваемой ситуации от типовой задачи нелинейного программирования заключается в следующем. Здесь предполагается, что функционал $u(x)$ описывает цель операции выбора, и предпочтения ЛПР устроены очень просто: чем меньше значение функционала потерь, тем лучше. Главное предположение состоит в том, что, как уже говорилось, функционал $u(x)$ считается заранее неизвестным (в противном случае можно было бы просто вос-

пользоваться методами конечномерной скалярной оптимизации для выбора наилучшей альтернативы).

Далее от ЛПР, решающего многокритериальную задачу выбора, будет требоваться не оценка значений $u(x)$ для конкретных $x \in X$ (что невозможно), а только способность сравнения двух любых альтернатив по их векторным оценкам. Как будет ниже показано, этого оказывается достаточно, чтобы применить, например, такой метод поиска минимума нулевого порядка, как метод Нелдера–Мида (НМ-метод) [3]. При этом ЛПР выступает в качестве своеобразного измерительного устройства для получения необходимой для работы метода информации. Здесь, конечно, существуют свои трудности, связанные, например, с возможной противоречивостью ответов ЛПР, но они преодолимы, и мы в статье не будем на них останавливаться.

Прообразом НМ-метода явился симплексный метод Спендли, Хекста и Химсворта, основная идея которого состоит в следующем.

В пространстве поиска R^n строится равносторонний многогранник (регулярный симплекс) с количеством вершин равным $n + 1$ (для $n = 2$ это будет равносторонний треугольник). Далее выясняется, какая из вершин симплекса является наименее худшей в смысле значения функционала $u(x)$. Для этого можно вычислить $u(x)$ во всех вершинах (если функционал $u(x)$ задан аналитически или алгоритмически). Но можно производить попарные сравнения вершин, пользуясь категориями «больше», «меньше», «равно», как указывалось ранее.

Найденная наименее худшая вершина заменяется на новую вершину, которая является отражением

наихудшей вершины относительно центра тяжести оставшихся вершин. Получается новый симплекс, где вся процедура повторяется. В результате симплекс передвигается по пространству поиска в сторону искомого минимизатора функционала $u(x)$ (рис. 1).

В таких процедурах принимаются специальные меры, предотвращающие циклы (циклические движения), а также используются правила уменьшения размера симплекса.

Описанный метод испытывает определенные трудности в связи с отсутствием механизма ускорения поиска в перспективных направлениях, а также в связи с продвижением вдоль искривленных оврагов и хребтов функционала $u(x)$. В НМ-методе внесены соответствующие усовершенствования. Симплекс получает возможность изменять свою форму, вытягиваться, сжиматься и, таким образом, не будет оставаться симплексом. Поэтому для него используется более подходящее название – *деформируемый многогранник*, а сам метод часто называется *методом деформируемого многогранника*.

Основные операции НМ-метода:

1. *Отражение*. Проектирование худшей вершины x^h через центр тяжести x^c оставшихся вершин (рис. 2): $x^r = x^c + \alpha(x^c - x^h)$, $\alpha > 0$. Здесь x^c не вершина, а точка центра тяжести вершин 2, 3.

2. *Растяжение*. Если значение функционала $u(x)$ в точке x^r оказывается лучше, чем в лучшей вершине из списка $\{1, 2, 3\}$, то выполняется растяжение в γ раз ($\gamma > 1$ – коэффициент растяжения) и точка x^r заменяется на точку x_y^r .

3. *Сжатие*. Если в отраженной вершине x^r значение функционала $u(x)$ хуже, чем во всех других вершинах (кроме x^h), то производится сжатие

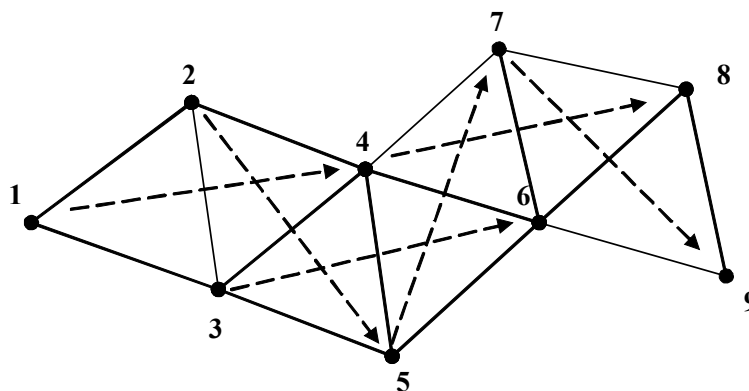


Рис. 1. Симплексный метод

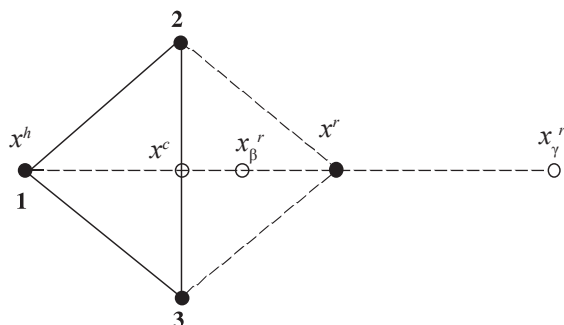


Рис. 2. Операция отражения

(с коэффициентом $0 < \beta < 1$) и точка x^r заменяется на точку x_β^r .

4. *Редукция*. Если в отраженной вершине значение функционала $u(x)$ хуже, чем в точке x^h , то весь многогранник сжимается в два раза относительно лучшей вершины x^h (рис. 3).

5. В остальных случаях операции 2–4 не производятся, а сам процесс продолжается для нового многогранника $\{2, 3, x^r\}$.

6. *Окончание процесса* производится, когда выполняется условие приблизительного равенства значений функционала в вершинах текущего многогранника и в центре тяжести многогранника без учета худшей вершины. Могут использоваться и другие условия окончания процесса.

Формулировка НМ-метода закончена.

При реализации адаптивной процедуры выбора на основе НМ-метода решается следующая основная задача:

$$f_i(x) \rightarrow \min_{x \in X}, (i = 1, \dots, m), X \subseteq R^n.$$

Здесь X – множество альтернатив; $f(X)$ – множество допустимых оценок.

Будем предполагать, что функционал $u(x)$ «согласован» с векторным отображением $f = (f_1, \dots, f_m)$ в том смысле, что $\forall \arg \min_{x \in X} u(x) \in P(X)$.

Из теории многокритериальной оптимизации известно, что при предположении о выпуклости множества $f(X)$ найдутся такие весовые коэффици-

циенты $\alpha_i^* \geq 0, i = 1, \dots, m; \sum_{i=1}^m \alpha_i^* = 1$, что линейная функция («линейная свертка») $J(x) = \sum_{i=1}^m \alpha_i^* f_i(x)$ достигает своего минимума в искомой точке x^* , т. к. последняя по предположению о согласованности является точкой Парето. Поэтому вместо поиска x^* достаточно определить соответствующие весовые коэффициенты α^* .

Согласно этой основной идее процесс выбора будет протекать следующим образом.

Каждому $\alpha = (\alpha_1, \dots, \alpha_m)$ будет соответствовать точка $x(\alpha) \in P(X)$, полученная как решение задачи минимизации линейной свертки $J(x) = \sum_{i=1}^m \alpha_i f_i(x) \rightarrow \min_{x \in X}$ любым методом скалярной оптимизации. Векторная оценка $f(x(\alpha))$ будет одновременно оценкой α . А далее во множестве

$$A = \alpha = \left\{ (\alpha_1, \dots, \alpha_m) \mid \alpha_i > 0, \sum_{i=1}^m \alpha_i = 1 \right\}, A \subset R^m$$

реализуется НМ-метод, позволяющий последовательно находить

$$\alpha^* \rightarrow x^* = x(\alpha^*) \rightarrow f^* = f(x^*).$$

Реализация НМ-метода не вызывает затруднений. Видно, что при выполнении операций растяжения, сжатия и редукции (шаги 2–4) нет необходимости производить фактическое вычисление значений неизвестного функционала $u(x)$. Достаточно производить операции сравнения точек α в пространстве поиска по их векторным оценкам.

В отличие от возможного «прямого» подхода, когда процедура НМ-метода реализуется непосредственно во множестве $X \subseteq R^n$, мы здесь работаем в пространстве весовых коэффициентов R^m , причем, как правило, $m \ll n$. При этом необходимо решать вспомогательные оптимизационные задачи в пространстве R^n при минимизации функционала линейной свертки $J(x)$ для каждого пробного α . Но эти задачи решаются не в режиме диалога с ЛПР и поэтому могут быть решены с меньшими временными затратами. Наиболее

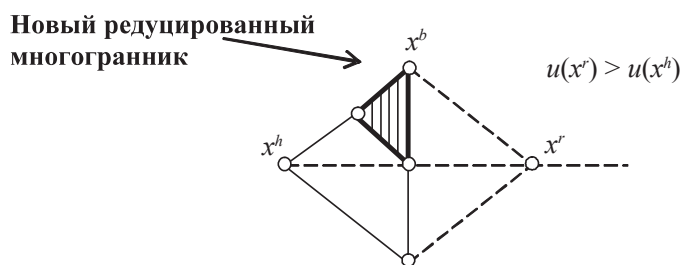


Рис. 3. Операция редукции



трудоемкая «диалоговая» часть процедуры выбора реализуется в пространстве R^m существенно меньшей размерности и в этом главный выигрыш построенной «косвенной» процедуры.

Предлагаемый «косвенный» подход оказывается реализуемым и в случае, если X является множеством (конечным или бесконечным) объектов произвольной природы, т. е. требование $X \subseteq R^n$ является в данном случае непринципиальным. Важно лишь, чтобы для каждого из элементов $x \in X$ можно было вычислить соответствующую векторную оценку $f(x)$.

Если абстрактные объекты из X являются непараметризованными (т. е. с ними не ассоциируются какие-либо числовые векторы), то обычно множество X оказывается конечным и вспомогательные задачи минимизации $J(x)$ решаются простым перебором вариантов. При этом диалоговый НМ-метод по-прежнему реализуется в числовом непрерывном пространстве весовых коэффициентов R^m , как это и было описано выше.

Дополнительное преимущество рассмотренной косвенной реализации по сравнению с прямой реализацией НМ-метода во множестве $X \subseteq R^n$

заключается в том, что здесь мы осуществляем выбор строго в пределах множества Парето и поэтому гарантируется эффективность получаемых решений.

Вместо линейной свертки $J(x)$ для некоторых задач целесообразно использовать более эффективную свертку Джоффриона, реализующую принцип лексикографического упорядочения и не требующую свойства выпуклости множества достижимости $f(X)$. Вместо НМ-метода можно использовать более простые прямые методы типа методов циклического покоординатного спуска с настройкой шагов без реализации процедур одномерной оптимизации [4].

Построена диалоговая процедура многокритериальной оптимизации для общего случая нелинейного целевого функционала, описывающего систему предпочтений ЛПП при решении многокритериальных задач и не заданного в явном виде. По своим вычислительным и диалоговым параметрам построенная процедура превосходит традиционные диалоговые методы оптимизации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Кини, Р.Л. Принятие решений при многих критериях: предпочтения и замещения [Текст] / Р.Л. Кини, Х. Райфа. – М.: Радио связь, 1981. – 560 с.
2. Джоффрион, А. Решение задач оптимизации при многих критериях на основе человеко-машинных процедур [Текст] / А. Джоффрион, Дж. Дайер, А. Файнберг // В кн.: Вопросы анализа и процедуры принятия

решений. – М.: Мир, 1976. – С. 116–127.

3. Nelder, N. A simplex method for function minimization [Text] / N. Nelder, R. Mead // Computer J. – 1965. – № 7. – Р. 140–148.

4. Черноруцкий, И.Г. Методы оптимизации. Компьютерные технологии [Текст] / И.Г. Черноруцкий. – СПб.: БХВ-Петербург, 2011. – 384 с.

УДК 519.2

А.В. Титов

МЕТОДИЧЕСКИЕ ПОЛОЖЕНИЯ ОЦЕНИВАНИЯ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОЦЕССОВ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ

При событийном подходе к описанию процессов функционирования организационно-технических систем рассматриваются хронологические последовательности (потоки) событий, связанных с изменением состояния системы [3]. События целесообразно разделять на классы в

соответствии с их содержательным смыслом, периодичностью, последствиями и т. п. Например, следует различать такие события, как поступление задания на выполнение работы заданным элементом системы, начало выполнения работы, окончание выполнения работы, начало взаимо-

действия между элементами системы, окончание взаимодействия, временное прекращение функционирования элемента, возобновление функционирования и т. п. Таким образом, для обобщенного описания процессов функционирования необходимо оценивать характеристики потоков событий различных классов.

Заметим, что в приведенных выше примерах некоторые события объединены причинно-следственными связями, например, существуют парные события, такие, как начало и окончание работы. Во многих случаях объектом анализа могут служить интервалы времени между парными событиями. В подобных ситуациях можно ввести новую шкалу времени, включающую только рассматриваемые интервалы (конец интервала будет совпадать с началом следующего интервала). В результате будет получен поток событий в новой шкале времени, включающий события одного класса.

Потоки событий характеризуются вероятностными категориями. В частности, можно оценить вероятностные распределения среднего числа событий определенного класса на заданных интервалах времени, средней интенсивности наступления событий, средней продолжительности времени между последовательными событиями и др.

При оценивании перечисленных вероятностных распределений необходимо учитывать следующие обстоятельства.

1. Обычно потоки событий являются нестационарными, интенсивность наступления событий зависит от изменяющихся условий функционирования системы.

2. Оценки вероятностных распределений могут уточняться по мере наблюдения за событиями. При этом априорные распределения, полученные ранее, могут использоваться совместно с новыми наблюдениями для формирования апостериорных распределений.

3. При тиражировании систем, как и в предыдущем случае, могут использоваться априорные распределения, полученные для наблюдавшихся ранее экземпляров системы.

Перечисленные обстоятельства определяют целесообразность применения байесовского подхода [2] к оцениванию распределений. Определяются оптимальные распределения, доставляющие минимум байесовскому риску неправильной оценки.

При оценивании вероятностного распределения заданной характеристики потока событий предполагается, что параметры распределения яв-

ляются случайными величинами. В свою очередь совместное распределение параметров оценивается по наблюдаемым характеристикам. Существуют семейства сопряженных распределений характеристики потока событий как случайной величины и параметров как случайных величин. Вид сопряженных распределений не изменяется при добавлении новых наблюдений. Например, если распределение времени выполнения работы подчиняется нормальному закону распределения, то сопряженное совместное распределение параметров определяется следующим образом.

Условное распределение математического ожидания при заданном значении дисперсии подчиняется нормальному распределению, а маргинальное распределение величины, обратной к дисперсии, подчинено гамма-распределению [2]. Процедуры оценивания сопряженных распределений известны для случая использования повторных распределений характеристики, если задана последовательность интервалов времени, на которых значения характеристики независимы и одинаково распределены. [2]. Таким образом, актуальна задача определения последовательности указанных интервалов времени.

Далее приведена общая методика оценивания вероятностных распределений характеристик потоков событий, основанная на формировании подходящих интервалов времени. Приведены соотношения для оценивания вероятностных характеристик нестационарных пуассоновских потоков событий. Подробное рассмотрение этих потоков связано с их практическим значением. Например, такие потоки могут быть рассмотрены при поступлении независимых заявок на выполнение работ или при исследовании отказов элементов системы.

Разработана оригинальная методика оценивания вероятностных характеристик процессов функционирования организационно-технических систем (характеристик потока событий определенного класса, наблюдаемых в системе). Методика обеспечивает построение вероятностных распределений среднего числа событий и средней интенсивности наступления событий на заданных интервалах времени, а также прогнозного распределения времени между событиями для текущих условий функционирования системы.

Методика включает две части и несколько этапов. Первая часть методики применяется для оценивания характеристик потоков событий в единичной системе. Вторая часть методики применяется после тиражирования системы, т. е. при



анализе функционирования типовых систем.

Рассмотрим первую часть методики.

На подготовительном этапе осуществляется преобразование шкалы времени. Исключаются интервалы времени, не оказывающие влияния на оцениваемые характеристики. Например, если анализируется время, затрачиваемое на выполнение работ заданным элементом организационно-технической системы, то интервалы времени, в течение которых элемент простаивает, исключаются. В результате новая шкала времени смещается относительно астрономической шкалы. Если исследуется работа персонала организационно-технической системы, то рассматриваются только интервалы рабочего времени. В этом случае преобразование временной шкалы удобнее выполнить иначе. Время, прошедшее между событиями, выражается в сутках и корректируется с учетом длительности рабочего времени. Время, выраженное в часах, умножается на семь и делится на количество рабочих часов за неделю. При определении времени, прошедшего до первого в текущих сутках события, учитываются только рабочие часы.

На первом этапе определяются серии последовательных событий, для которых условия функционирования системы принимаются постоянными. Устанавливается длина временных интервалов для каждой серии такая, что распределения среднего числа событий на всех интервалах (для разных серий) совпадают.

Разработана процедура группировки наблюдений, содержащих сведения об интервалах времени между событиями. Процедура обеспечивает формирование серий последовательных наблюдений, однородных по вероятностным характеристикам. Процедура основана на ретроспективном анализе функционирования системы и установлении статистической значимости различий в количестве событий на заданных интервалах времени. В случае если ретроспективный анализ показывает, что условия функционирования системы изменились, предпринимается попытка установить статистическую значимость различий в количестве событий на заданных интервалах времени.

Если статистическая значимость различий установлена, то, начиная с момента изменения условий функционирования, определяется новая длина интервалов времени, для которых фиксируется количество событий.

В результате применения процедуры определяются серии событий и интервалы времени такие, что вероятностные распределения числа со-

бытий на всех интервалах совпадают.

Информация о полученных интервалах времени используется для анализа усредненных интенсивностей наступления событий и для сравнительного анализа условий функционирования типовых систем при их тиражировании (во второй части методики).

На втором этапе осуществляется построение зависимости: приведенное время – накопленное число событий. Вместо текущего времени рассчитывается приведенное время с учетом различия длин временных интервалов, построенных для различных серий. Другими словами, текущее время умножается на длину интервала в текущей серии и делится на длину интервала в последней серии.

Проверяется близость построенной зависимости к линейной функции (коэффициент детерминации линейной регрессии должен быть близок к единице). В случае значимых расхождений осуществляется коррекция длин интервалов в соответствии с указанными выше правилами, независимо от статистической значимости различий в количестве событий на заданных интервалах времени.

На третьем этапе устанавливаются параметры апостериорных распределений среднего числа событий и средней интенсивности наступления событий на заданных интервалах времени (интервалы сформированы на втором этапе). Рассчитывается уровень байесовского риска.

На четвертом этапе определяется прогнозное распределение времени между событиями для текущих условий функционирования системы.

Перечисленные этапы в совокупности могут применяться многократно по мере поступления наблюдений, либо после получения нескольких серий наблюдений.

Рассмотрим вторую часть методики.

После тиражирования системы формируются параллельные серии наблюдений для различных экземпляров системы.

Перечисленные выше этапы первой части методики применяются для новых экземпляров, при этом изменяется порядок формирования начального априорного распределения и дополнительно осуществляется сравнительный анализ результатов функционирования типовых систем.

В качестве априорного распределения среднего числа событий и средней интенсивности наступления событий на заданных интервалах времени выбираются соответствующие апостериорные распределения, полученные для другого экземпляра системы. Аналогично, первоначальные длины ин-

тервалов для группировки наблюдений выбирают равные длинам последних интервалов, полученных для другого экземпляра системы.

Заметим, что при одинаковой организационной структуре типовых систем различия в условиях их функционирования могут определяться как внешними факторами, например варьированием нагрузки на систему, так и внутренними факторами, например различиями в квалификации персонала.

Предложенная методика позволяет устанавливать различия в интенсивности наступления событий для различных экземпляров типовой системы (см. этап 1 первой части).

Для сравнительного анализа результатов функционирования типовых систем достаточно сравнивать длины интервалов времени, используемых при группировке событий на двух экземплярах. Интенсивности наступления событий относятся как обратные величины к длинам интервалов. Поэтому информации о длинах интервалов хватает для определения интенсивности наступления событий, обусловленных другими условиями функционирования нового экземпляра системы.

Рассмотрим теперь более детально случай нестационарного пуассоновского потока событий.

Пусть $N(t)$, $t \geq 0$ – случайный процесс, представляющий количество событий, произошедших до момента времени t . Считаем, что выполнены следующие предположения:

- 1) $N(0)=0$;
- 2) $N(t)$, $t \geq 0$ имеет независимые приращения;
- 3) $P(N(t + \Delta t) - N(t) = 1) = \lambda(t) * \Delta t + o(\Delta t)$;
- 4) $P(N(t + \Delta t) - N(t) \geq 2) = o(\Delta t)$.

Здесь $\lambda(t)$ – функция интенсивности наступления событий, а $o(\Delta t)$ имеет более высокий порядок малости, чем Δt .

При сделанных предположениях $N(t)$ как случайная величина для заданного t подчиняется вероятностному распределению:

$$P(N(t) = n) = \frac{\Lambda(t)^n}{n!} \exp(-\Lambda(t)), \quad t \geq 0, \quad n = 0, 1, \dots$$

Здесь $\Lambda(t) = \int_0^t \lambda(s) ds$ представляет собой ожидаемое накопленное количество событий на интервале $[0, t)$.

При использовании байесовского подхода предполагается, что $\Lambda(t)$ – случайная величина.

Можно фиксировать количество событий на интервалах времени $[0, t_1)$, $[t_1, t_2)$, ..., $[t_{k-1}, t_k)$ и рассматривать случайное число событий $N_1, N_2, \dots, N_k$

на соответствующих интервалах. Предлагается так подбирать длины интервалов, чтобы $N_1, N_2, \dots, N_k$ были одинаково распределены.

Получаем:

$$P(N_i = n) = \frac{(\Lambda_i)^n}{n!} \exp(-\Lambda_i), \quad i = 1, \dots, k.$$

Если N_i имеют одинаковое распределение, то

$$P(N = n) = \frac{\Lambda^n}{n!} \exp(-\Lambda).$$

В теории байесовских решений предполагается, что распределение Λ уточняется по мере наблюдения над N_i , $i = 1, \dots, n$.

Таким образом, нас интересует распределение Λ , которое, вместе с данными об интервалах $[0, t_1)$, $[t_1, t_2)$, ..., $[t_{k-1}, t_k)$, предоставляет наиболее полную информацию о вероятностных характеристиках потока событий.

Как следует из теории байесовских решений, если принять, что Λ подчиняется гамма-распределению, то по мере накопления статистических данных о событиях апостериорное распределение (т. е. распределение, уточненное по результатам наблюдений), соответствующее дополнительным данным, также будет гамма-распределением с уточненными параметрами [2]. Иначе говоря, гамма-распределение является сопряженным, по терминологии [2], для распределения Пуассона.

Пусть d – оценка Λ . Тогда функция потерь [2] L имеет следующий вид:

$$L(\Lambda, d) = Y(\Lambda)Q(\Lambda - d).$$

Здесь Q – неотрицательная функция погрешности, такая, что $Q(0) = 0$; Y – неотрицательная весовая функция, которая задает относительную значимость погрешностей для различных значений параметра Λ .

Байесовская оценка [2] d^* определяется как точка d , при которой риск $\rho(\xi, d)$ достигает минимума:

$$\rho(\xi, d) = \int_{-\infty}^{+\infty} Y(\Lambda)Q(\Lambda - d)\xi(\Lambda)d(\Lambda),$$

где $\xi(\Lambda)$ – плотность апостериорного распределения Λ , полученная в результате уточнения априорного распределения по результатам наблюдений $N_1, N_2, \dots, N_k$.

Предлагается использовать квадратичную функцию потерь:

$$L(\Lambda, d) = (\Lambda - d)^2.$$

В этом случае байесовское решение d^* при любом заданном распределении Λ определяется как значение d , минимизирующее следующее значение риска:

$$E[(\Lambda - d)^2] = E(\Lambda^2) - 2dE(\Lambda) + d^2.$$

При таком выборе d минимальное значение риска равно $E[(\Lambda - E(\Lambda))^2] = \text{var}(\Lambda)$, где $\text{var}(\cdot)$ – знак дисперсии.

Предположим, что N – наблюдение с функцией вероятностей, сопоставляющей возможным значениям случайной дискретной величины вероятность этих значений, равную $f(N | \Lambda_1)$ при $\Lambda = \Lambda_1$.

Пусть $\xi(\Lambda)$ – априорная плотность распределения Λ , а $\xi(\Lambda, N_1)$ – апостериорная плотность распределения Λ при $N = N_1$.

Тогда легко найти байесовский риск $\rho^*(\xi)$ для квадратичной функции потерь. Для любого наблюдаемого значения $N = N_1$ байесовское решение $\delta^*(N_1) = E(\Lambda | N_1)$, где $E(\Lambda | N_1)$ – математическое ожидание апостериорного распределения Λ . Поэтому байесовский риск имеет вид $\rho^*(\xi) = E[\text{var}(\Lambda | N_1)]$. Математическое ожидание в этом соотношении вычисляется по функции вероятностей $g(N) = \int_{-\infty}^{+\infty} f(N | \Lambda) \xi(\Lambda) d\Lambda$.

Пусть $N_1, N_2, \dots, N_k$ есть повторная выборка из распределения Пуассона с неизвестным значением среднего Λ , т. е. $N_1, N_2, \dots, N_k$ независимы и одинаково распределены.

Предположим, что априорное распределение Λ есть гамма-распределение с параметрами α, β . Из теории байесовского оценивания [2] известно, что апостериорное распределение Λ при $N_i = n_i, i = 1, \dots, k$ – это гамма-распределение с параметрами $(\alpha + \sum_{i=1}^k n_i)$ и $(\beta + k)$. Эти соотношения конкретизируют упомянутый выше факт сопряженности гамма-распределения и распределения Пуассона. Другими словами, полученное апостериорное распределение можно использовать в качестве нового априорного распределения для последующих наблюдений. Если наблюдения начинаются с «чистого листа» и сведения об исходном априорном распределении отсутствуют, то следует принять $\alpha = \beta = 0$ (несобственное распределение).

Байесовское решение $\delta^*(N_1, \dots, N_k) = E(\Lambda | N_1, \dots, N_k)$ определяется равенством

$$\delta^*(N_1, \dots, N_k) = \frac{\alpha + \sum_{i=1}^k N_i}{\beta + k}.$$

Для любых значений $N_1, N_2, \dots, N_k$ дисперсия апостериорного распределения равна

$$\text{var}(\Lambda | N_1, N_2, \dots, N_k) = \frac{\alpha + \sum_{i=1}^k N_i}{(\beta + k)^2}.$$

Так как $E(N_i | \Lambda) = \Lambda, i = 1, \dots, k$, то $E(N_i) = E[E(N_i | \Lambda)] = E(\Lambda) = \frac{\alpha}{\beta}$.

Отсюда

$$E[\text{var}(\Lambda | N_1, N_2, \dots, N_k)] = \frac{\alpha + \frac{ak}{\beta}}{(\beta + k)^2} = \frac{\alpha}{\beta(\beta + k)}.$$

Поэтому байесовский риск определяется как $\rho^*(\xi) = \frac{\alpha}{\beta(\beta + k)}$.

Заметим, что для случая $\alpha = \beta = 0$ байесовский риск не определен.

Распределение числа событий на заданных интервалах времени:

$$P(N = n) = \int_0^{+\infty} \frac{x^n}{n!} e^{-x} \frac{\beta^\alpha}{\Gamma(\alpha)} x^{\alpha-1} e^{-\beta x} dx.$$

Для определения плотности распределения времени между событиями следует руководствоваться следующими соображениями.

Во-первых, необходимо учитывать, что для произвольного фиксированного значения интенсивности наступления событий длина интервалов времени между ними подчиняется экспоненциальному распределению. Это следует непосредственно из приведенного выше допущения о том, что события образуют поток Пуассона.

Во-вторых, поскольку интенсивность наступления событий является случайной величиной, то распределение времени между ними представляет собой смесь экспоненциального распределения и распределения интенсивностей наступления событий.

В-третьих, при проведении практического анализа функционирования систем целесообразно вместо семейств случайных величин $\Lambda(t), \lambda(t)$ с непрерывно изменяющимся параметром временем рассматривать соответственно случайные величины Λ_i, λ_i , заданные на последовательных интервалах времени Δ_i , имеющих длины $\delta_i, i = 1, \dots, k$. Таким образом, можно говорить о средней интенсивности наступления событий на интервале как о случайной величине.

В этом случае можно считать, что если Λ_i подчиняется гамма-распределению с параметрами α, β , то λ_i подчиняется гамма-распределению с параметрами $\alpha, \beta / \delta_i$.

В качестве интервалов $\Delta_i, i = 1, \dots, n$ наиболее удобно использовать определенные выше интервалы $[0, t_1), [t_1, t_2), \dots, [t_{k-1}, t_k)$, такие, что случайные величины $N_1, N_2, \dots, N_k$, представляющие

собой число событий на соответствующих интервалах, одинаково распределены.

В соответствии со сделанными предположениями, плотность распределения времени между событиями определяется как смесь:

$$f(y) = \int_{-\infty}^{+\infty} x e^{-xy} \frac{\beta^\alpha}{\Gamma(\alpha)} x^{\alpha-1} e^{-\beta x} dx =$$

$$= \frac{\beta^\alpha}{(\beta + y)^\alpha} \int_{-\infty}^{+\infty} x \frac{(\beta + y)^\alpha}{\Gamma(\alpha)} x^{\alpha-1} e^{-(\beta+y)x} dx = \frac{\alpha \beta^\alpha}{(\beta + y)^{\alpha+1}},$$

где $y \geq 0$. Здесь параметр β пересчитан (разделен на длину соответствующего интервала).

Функция распределения времени между событиями определяется по плотности следующим образом:

$$F(y) = \int_0^y \frac{\alpha \beta^\alpha}{(\beta + x)^{\alpha+1}} dx = 1 - \frac{\beta^\alpha}{(\beta + y)^\alpha}.$$

Математическое ожидание времени между событиями вычисляется как

$$E(y) = \int_0^{+\infty} \frac{\beta^\alpha}{(\beta + x)^\alpha} dx = \frac{\beta}{\alpha - 1}.$$

Таким образом, математическое ожидание времени между событиями равно моде распределения средней интенсивности наступления событий.

Очевидно, что формула для вычисления p % квантилей имеет вид $x = \frac{\beta}{(1 - p)^{1/\alpha}} - \beta$.

Определим теперь процедуру формирования интервалов $[0, t_1), [t_1, t_2), \dots, [t_{k-1}, t_k)$. Считаем, что эти интервалы уже определены. Предполагаем далее, что после момента времени t_s условия функционирования системы изменились и оставались неизменными до некоторого времени t_p , такого, что $t_k \leq t_p$, а интервалы времени $[t_{s-1}, t_s), [t_{s+1}, t_{s+2}), \dots, [t_{k-1}, t_k)$ имеют одинаковую длину.

Введем обозначения по аналогии с использованными в [1] для процедуры дисперсионного анализа.

Пусть $y_{i1}, i = 1, \dots, J_1$ – соответственно наблюдаемые значения количества событий на интервалах $[t_{s-1}, t_s), [t_{s+1}, t_{s+2}), \dots, [t_{k-1}, t_k)$, т. е. $J_s = s - 1$; $y_{i2}, i = 1, \dots, J_2$ – соответственно наблюдаемые значения количества событий на интервалах вре-

мени $[t_{s+1}, t_{s+2}), \dots, [t_{k-1}, t_k)$, т. е. $J_2 = k - s - 1$; т. е. $\bar{y}_1$ – среднее арифметическое для $y_{i1}, i = 1, \dots, J_1$; $\bar{y}_2$ – среднее арифметическое для $y_{i2}, i = 1, \dots, J_2$; $\bar{y} = (J_1 \bar{y}_1 + J_2 \bar{y}_2) / (J_1 + J_2)$.

$$SS_{effect} = J_1 (\bar{y}_1 - \bar{y})^2 + J_2 (\bar{y}_2 - \bar{y})^2,$$

$$df_{effect} = 1,$$

$$SS_{error} = \sum_{i=1}^{J_1} (y_{i1} - \bar{y}_1)^2 + \sum_{i=1}^{J_2} (y_{i2} - \bar{y}_2)^2,$$

$$df_{error} = J_1 + J_2 - 2,$$

$$MS_{effect} = SS_{effect} / df_{effect},$$

$$MS_{error} = SS_{error} / df_{error},$$

$$F = MS_{effect} / MS_{error}.$$

Можно считать [1], что статистика F имеет распределение Фишера с параметрами $(df_{effect}, df_{error})$.

Если соответствующее p -значение меньше уровня значимости 0,05, то подтверждается статистическая значимость различий $y_{i1}, i = 1, \dots, J_1$ и $y_{i2}, i = 1, \dots, J_2$. В этом случае необходимо изменить длину интервалов, начиная с интервала $[t_{s+1}, t_{s+2})$ до момента времени t_n . Новая длина интервалов подбирается таким образом, чтобы y_1 и y_2 были близки (на практике обычно в качестве длины интервала можно использовать целое число суток. Заметим, что использованный критерий статистической значимости различий устойчив к нарушению нормальности наблюдений (см., например [1]).

Таким образом, разработан оригинальный подход к определению вероятностных характеристик процессов функционирования организационно-технических систем, основанный на байесовском оценивании вероятностных распределений среднего количества событий и средней интенсивности наступления событий на заданных интервалах времени и позволяющий минимизировать байесовский риск ошибочного оценивания.

Предложена методика, обеспечивающая формирование интервалов времени переменной длины, при которых количество событий на интервалах одинаково распределено.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Афифи, А. Статистический анализ: Подход с использованием ЭВМ [Текст] / А. Афифи, С. Эйзен. – М.: Мир, 1982. – 488 с.
2. DeGroot, M.H. Optimal statistical decisions [Text] / M.H. DeGroot. – New York: McGraw-Hill Company,

1970. – 480 p.

3. Robinson, S. Simulation - The practice of model development and use [Text] / S. Robinson. – Chichester: John Wiley & Sons Ltd, 2004. – 316 p.

СОБСТВЕННАЯ КОМПЕНСАЦИЯ В РАДИАЦИОННО-СТОЙКИХ МИКРОСХЕМАХ НА ОСНОВЕ БАЗОВОГО МАТРИЧНОГО КРИСТАЛЛА АБМК_1_3

Экономическая и технологическая целесообразность использования техники аналоговых базовых матричных кристаллов (АБМК) для создания радиационно-стойких интегральных схем (ИС) и сложно-функциональных блоков (СФ-блоков) смешанных микроэлектронных систем в корпусе (СвК) обоснована исследованиями многих микроэлектронных фирм. Однако на этом пути возникают существенные технические проблемы, которые можно решить на этапе схемотехнического проектирования конкретных узлов, устройств в виде ИС и СФ-блоков микроэлектронных СвК. К таким проблемам в первую очередь необходимо отнести следующие.

Во-первых, для обеспечения относительно высокой радиационной стойкости изделий интегральной электроники на базе аналогового базового матричного кристалла в его структуре используются полупроводниковые компоненты микронного уровня. Возникающие при этом достаточно большие паразитные емкости соответствующих р-п переходов существенно уменьшают диапазон рабочих частот микроэлектронных изделий. Именно поэтому их схемотехника должна предусматривать возможность минимизации влияния этих емкостей на совокупность частотных и временных характеристик, а также на набор соответствующих параметров.

Во-вторых, воздействие гамма излучения, потока нейтронов и температуры на компоненты АБМК_1_3 (г. Минск, НПО «Интеграл») существенно изменяют их малосигнальные дифференциальные параметры, что в конечном итоге определяет основные и часто метрологические характеристики устройств РЭА. Детальное исследование изменения этих параметров показывает, что

большей стабильностью характеризуются n-p-n, p-JFet и PADJ транзисторы, а наименьшей – p-n-p транзисторы. Так, увеличение дозы радиации до 300 крад и потока нейтронов до 10^{13} нейтрон/см² увеличивает выходную проводимость этих транзисторов (h_{22}) в три раза и уменьшает коэффициент передачи тока базы в пять раз, который может достигать значений нескольких единиц. Именно поэтому проблематично использование этих транзисторов даже в качестве динамических нагрузок n-p-n транзисторов. В этой связи становится актуальной задача уменьшения влияния этих параметров на реализуемые характеристики на этапе схемотехнического проектирования.

Наконец, и это самое главное, с новых позиций необходимо рассматривать проблему стабилизации режимов работы и, в первую очередь, рабочих токов используемых транзисторов. Создаваемые схемотехнические методы должны не только исключать «триггерные эффекты», но и обеспечивать требуемое качество нулевого уровня и основных дифференциальных параметров этих компонентов. Решение последней задачи выполнено в работе [1] и ниже затрагиваться не будет.

Постановка задачи. В микросхемотехнике аналоговых устройств полностью исключить эвристические методы и подходы практически невозможно. Однако «искусство схемотехники» должно базироваться на глубоких прикладных исследованиях, показывающих не только возможность решения конкретной задачи, но и указывающих путь достижения цели проекта. С этих позиций общая задача схемотехнического проектирования должна решаться «снизу вверх» и предусматривать схемотехническую интеграцию

отдельных методов и принципов.

С точки зрения уменьшения (минимизации) влияния доминирующих паразитных параметров полупроводниковых компонентов существует два основных структурных признака – введение в электронную схему цепей собственной или взаимной компенсации [2, 3]. При взаимной компенсации два или несколько, как правило, одинаковых по своей физической природе паразитных параметра влияют на контролируемый показатель качества схемы противоположным образом [4]. В этом случае чем больше эффект компенсации, тем больше параметрическая чувствительность к неустойчивости этих (компенсируемых) параметров, поэтому такой подход можно использовать при очень высокой идентичности этих паразитных параметров [5]. При собственной компенсации осуществляется минимизация параметрической чувствительности [6]. Однако вводимые в схему дополнительные цепи и конечная (искомая) ее структура не должна содержать других доминирующих паразитных параметров, влияющих на контролируемый показатель качества. Эти базовые положения, вытекающие из потребностей практики построения радиационно-стойких аналоговых ИС, положены в основу настоящей работы, направленной на поиск таких структур и методов их построения, которые обеспечивают уменьшение влияния паразитных параметров активных элементов на качественные показатели аналоговых ИС до уровня их нерадиационно-стойких аналогов. Методология решения таких задач изложена в монографии [7].

В этом отношении уместно сделать дополнительное замечание. Используемый в работе подход к решению сформулированной задачи является дальнейшим развитием ранее предложенного нами принципа собственной компенсации, полученные результаты формализуют этап схемотехнического проектирования и не связаны с эвристическими процедурами. Поэтому в списке литературы указаны только наши публикации. Конечно, при решении практических задач можно получить известные, как правило, эвристические схемотехнические решения (например, динамические нагрузки Вильсона). Однако с точки зрения качественных показателей ИС при радиационном воздействии эти решения не являются оптимальными (рациональными). Зарубежные специалисты аналогичные задачи решают в основном технологическим способом – создани-

ем радиационно-стойких компонентов в рамках технологий КНИ и КНС. Именно поэтому в списке литературы они не цитируются.

Собственная компенсация влияния дифференциального сопротивления динамической нагрузки на п-р-п транзисторе. В соответствии с методикой решения аналогичных задач [7] действие контура собственной компенсации влияния выходной проводимости ($h_{22.2}$) p-n-p транзистора с общим эмиттером на реализуемый схемой коэффициент усиления (K) не должно изменять другие вторичные параметры схемы. Решение такой задачи не только существует, но и в структурном отношении является единственным. Эта единственность не исключает множества схемотехнических реализаций вводимого контура компенсации и, следовательно, дополнительных параметрических степеней свободы, направленных на уменьшение влияния проводимости $h_{22.2}$ на коэффициент усиления K .

На рис. 1 показано взаимодействие цепи собственной компенсации с входными зажимами p-n-p транзистора (VT2) в простейшем усилительном каскаде с основным n-p-n транзистором (VT1). В этом случае

$$K = \frac{S_1}{g_n + h_{22.1} + h_{22.2} / \{1 + R_3 [h_{22.2} + S_2 (1 + K_{\Pi})]\}}, \quad (1)$$

где $S_i = \alpha_i / h_{11.i}$, $h_{22.i}$ – крутизна и выходная проводимость i -го транзистора.

Последнее соотношение показывает, что дей-

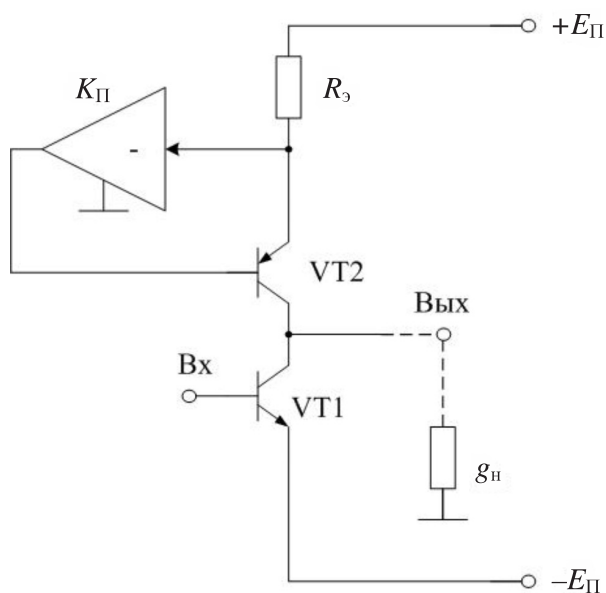


Рис. 1. Цепи собственной компенсации в каскаде с динамической нагрузкой VT2

ствие контура компенсирующей обратной связи, образованной дополнительным усилителем напряжения K_{Π} и эмиттерным повторителем на основе VT2, направлено на уменьшение вклада $h_{22,2}$ p-n-p транзистора в реализуемый каскадом коэффициент усиления K .

При этом параметрическая чувствительность

$$S_{h_{22,2}}^K = -K \frac{h_{22,2}/S_1}{1 + R_3[h_{22,2} + S_2(1 + K_{\Pi})]} \quad (2)$$

уменьшается действием указанного контура. Таким образом, в данной структуре можно реализовать равенство вкладов n-p-n и p-n-p транзисторов в неустойчивость K под действием упомянутых выше дестабилизирующих факторов. Как видно из (1) и (2), в этом случае необходимо выполнение неравенства $K_{\Pi} \gg 1$, поэтому парциальные чувствительности коэффициента усиления определяются из следующих соотношений:

$$S_{S_1}^K = 1, \quad S_{h_{22,1}}^K = -K \frac{h_{22,1}}{S_1}, \quad (3)$$

$$S_{S_2}^K = S_{K_{\Pi}}^K = -S_{h_{22,2}}^K = S_{h_{22,1}}^K \frac{h_{22,2}}{h_{22,1} \cdot S_2 K_{\Pi} R_3}. \quad (4)$$

При любом критерии оценки общей неустойчивости коэффициента усиления каскадов с динамической нагрузкой необходимо выполнить условие

$$\frac{h_{22,2}}{h_{22,1} \cdot S_2 K_{\Pi} R_3} \leq \min\left\{\frac{\Theta_{h_{22,1}}}{\Theta_{h_{22,2}}}, \frac{\Theta_{h_{22,1}}}{\Theta_{\alpha_2}}\right\}, \quad (5)$$

где Θ_{λ} – относительное изменение малосигнального параметра λ соответствующего биполярного транзистора, вызванное воздействием обсуждаемых в статье дестабилизирующих факторов.

Таким образом, предварительная информация об изменениях малосигнальных параметров n-p-n и p-n-p транзисторов достаточна для оценки параметров цепи собственной компенсации (K_{Π} и R_3).

Соотношения (1) и (4) показывают, что для уменьшения влияния малосигнальных параметров p-n-p транзистора можно использовать только резистор эмиттерной цепи R_3 . Если он реализован на аналогичном p-n-p транзисторе, то

$$S_{h_{22,2}}^K = S_{h_{22,1}}^K \frac{(h_{22,2})^2}{h_{22,1} \cdot S_2}, \quad (6)$$

$$K = \frac{S_1}{g_{\Pi} + h_{22,1} + h_{22,2}^2/S_2} \approx \frac{S_1}{g_{\Pi} + h_{22,1} + h_{22,2} \cdot h_{12,2}}, \quad (7)$$

а эффективность действия этой цепи обратной связи определяется коэффициентом внутренней обратной связи $h_{12,2}$ p-n-p транзисторов. Полу-

ченный вывод строго соответствует возможностям динамических нагрузок в виде «двойного каскода» [8]. Эффективность двойного каскода ограничивается численными значениями $h_{12,2}$ и, как правило, недостаточна для решения практических задач. Если в эмиттерной цепи VT2 использовать аналогичный p-n-p транзистор (VTp), то с учетом идентичности изменений параметров p-n-p транзисторов под действием совокупности дестабилизирующих факторов, получим

$$K = \frac{S_1}{g_{\Pi} + h_{22,1} + h_{22,p}^2 h_{11,p}/\alpha_p K_{\Pi}}, \quad (8)$$

$$S_{h_{22,p}}^K = -\frac{1}{2} S_{\alpha_p}^K = -\frac{2K}{K_{\Pi}} \cdot \frac{h_{12,p} \cdot h_{22,p}}{S_1 \alpha_p}, \quad (9)$$

где $h_{22,p}$, $h_{12,p}$, α_p – малосигнальные параметры p-n-p транзистора, выполняющего функции R_3 .

Следовательно, в таких структурах возможна частичная взаимная компенсация влияния выходной проводимости $h_{22,p}$ и коэффициента передачи его эмиттерного тока α_p на коэффициент усиления каскада. В этом случае условие равенства вкладов (5) n-p-n и p-n-p транзисторов будет иметь следующий вид:

$$\frac{h_{22,p} \cdot h_{12,p}}{h_{22,1} K_{\Pi}} = \Theta_{h_{22,1}}/(\Theta_{h_{22,p}} - \Theta_{\alpha_p}). \quad (10)$$

Таким образом, совокупность схемотехнических методов реализации цепи компенсации влияния малосигнальных параметров p-n-p транзистора (см. рис. 1) обеспечивает возможность максимизации коэффициента усиления K и его стабильности под действием дестабилизирующих факторов.

В качестве примера реализации сформулированных принципов на рис. 2 приведена схема простейшего дифференциального каскада с динамической нагрузкой. Здесь на транзисторах VT3, VT8 и VT9 реализован компенсирующий усилитель K_{Π} с высоким (за счет VT1) коэффициентом передачи. Учитывая, что $h_{22,1} < h_{22,p}$, получим

$$K = \frac{S_1}{h_{22,1} + h_{22,p}^2 h_{12,p}^2/\alpha_p}, \quad (11)$$

$$S_{h_{22,p}}^K = -3K \frac{h_{12,p}^2 h_{22,p}}{S_1 \alpha_p^2}, \quad (12)$$

$$S_{\alpha_p}^K = 2K \frac{h_{12,p}^2 h_{22,p}}{S_1 \alpha_p^2}. \quad (13)$$

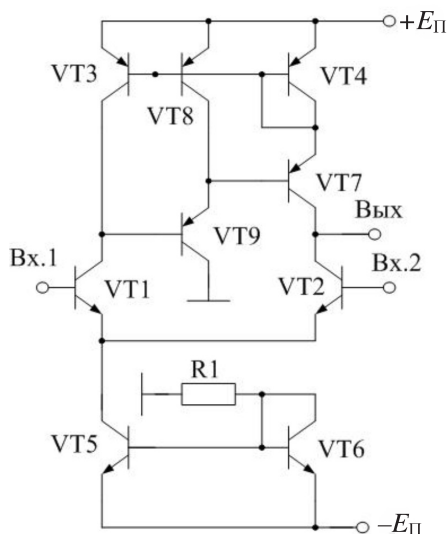


Рис. 2. Дифференциальный каскад с одним компенсирующим контуром в динамической нагрузке

Таким образом, если $h_{12,p} \approx 10^{-2}$, то с учетом численных значений h -параметров п-р-п и р-п-р транзисторов влияние р-п-р транзисторов значительно меньше влияния п-р-п транзисторов. Результаты моделирования схемы рис. 2 при расчетном (ожидаемом) $K = 60$ дБ приведены в таблице и показывают влияние дозы радиационного излучения Dg , потока нейтронов Fn , а также температуры t °С на дифференциальный коэффициент усиления K , коэффициент передачи синфазного напряжения $K_{сн}$, их граничных частот $f_p, f_{гр_сн}$, а также на интегральные оценки, определяющие качество схемотехники $f_i, K_{сн} \cdot f_{гр_сн}$.

В качестве сравнения использована схема аналогичного каскада с простейшей динамической нагрузкой в виде «токового зеркала» с аналогичными токами коллекторов при расчетном (ожидаемом) $K = 50$ дБ. Сопоставление качественных показателей при различных уровнях дестабилизирующих факторов подтверждает эффективность предложенных схемотехнических решений.

Так, при радиационном воздействии в 1 Мрад ($D = 10^6$ рад) даже при отсутствии потока нейтронов ($Fn = 0$ н/м²) и нормальной температуре ($t = 27$ °С) простейший дифференциальный каскад практически теряет свою работоспособность (дифференциальный коэффициент усиления K и коэффициент передачи синфазного напряжения $K_{сн}$ многократно изменяют свои значения). В этих же условиях предлагаемая схема сохраняет свои относительно высокие качественные показатели.

Собственная компенсация влияния проходной емкости коллекторного перехода. Из теории усилительных каскадов известно, что частота его граничного усиления (f_p) определяется соотношением

$$f_p = 1/(2\pi\tau), \quad \tau = \frac{r_3 + r_6}{\alpha} \left(\frac{1}{\omega_\alpha R_0} + C_k \right), \quad (14)$$

где r_3 – сопротивление эмиттерного перехода; r_6 , α , C_k – сопротивление области базы, статический коэффициент передачи эмиттерного тока и емкость коллекторного перехода; ω_α – граничная частота передачи эмиттерного тока; R_0 – общее сопротивление нагрузки.

Анализ структуры постоянной времени каскада и численное сопоставление вклада C_k и ω_α для реально реализуемых для АБМК сопротивлений динамической нагрузки ($R_0 = 1/h_{22}$) показывает, что доминирующим фактором, определяющим граничную частоту каскада, является проходная емкость п-р-п транзисторов. В работе [6] показано, что минимизация влияния C_k возможна путем введения в его схему цепи собственной компенсации, как показано на рис. 3.

Эта связь является единственной и достаточной для решения общей задачи. Здесь $K_{п}$ – коэффициент передачи усилителя тока с дополнительным потенциальным входом. В этом случае приращение передаточной функции $\Phi(p)$ схемы рис. 3 имеет следующий вид:

$$\Delta\Phi(p) = p\tau_1 \frac{K_{об}(1 - K_{п})kK_{об}}{1 + p\tau_1 K_{об}(1 - K_{п})}. \quad (15)$$

Таким образом, в приведенной структуре, как это видно из (15), наблюдается умножение численного значения C_k на множитель $(1 - K_{п})$ и

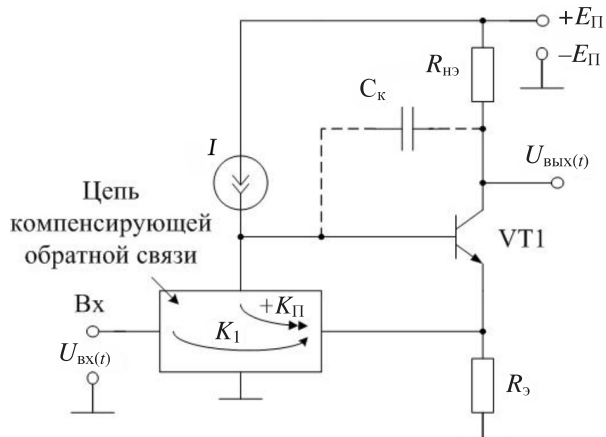


Рис. 3. Структура усилительного каскада с компенсацией влияния C_k

Сравнительная таблица качественных показателей дифференциального каскада с различными динамическими нагрузками

Номер схемы	K , дБ	f_p , кГц	f_1 , МГц	$K_{сн}$, дБ	$f_{гр_сн}$, кГц	$K_{сн} \cdot f_{гр_сн}$, МГц	t , °C	F_n , н/м²	Dg , рад	I_0 , мкА
Простая ДН (класси- ческое токовое зеркало)	50	1530	484	−45	4100	729,1	27	0	100	208
	52	1510	601	−55	290	163,1	−40			200
	48	1540	387	−40	7650	765,0	65			214
	50	1530	484	−45	4100	729,1	27	10 ¹⁶		208
				−42	4890	615,6		10 ¹⁷		208
				−37	257	18,2		10 ¹⁸		202
	50	1550	490	−56	120	75,7		0	10 ⁵	209
	51	1430	507	−34	233	11,7			3·10 ⁵	207
									5·10 ⁵	
	9	30000	85	0	—	—			10 ⁶	189
ДН (рис. 2)	60	601	601	−24	625	9,9	27	0	100	306
	62	667	840	−24	766	12,1	−40			290
	60	647	647	−25	450	8,0	65			314
	60	661	661	−24	625	9,9	27	10 ¹⁶		315
				−26	5260	105,0		10 ¹⁷		316
	54	1150	576	−38	8000	635,5		10 ¹⁸		330
	59	740	660	−33	6000	268,0		0	10 ⁵	290
	56	710	448	−35	8300	466,7			3·10 ⁵	316
									5·10 ⁵	
	53	1310	585	−38	7400	587,8			10 ⁶	251

уменьшение ее влияния на частотный диапазон схемы. При этом чувствительность передаточной функции к емкости коллекторного перехода не изменяется, что соответствует принципу собственной компенсации. При $K_{\Pi} = 1$ наблюдается полная компенсация влияния C_k и минимизация соответствующей активной чувствительности:

$$S_{C_k}^{f_p} = -\frac{\tau_i K_{\alpha\beta} (1 - K_{\Pi})}{\tau_3}, \quad (16)$$

где τ_3 – эквивалентная постоянная времени усилительного каскада.

Важной составляющей успешного решения задачи является также минимизация входной емкости усилительного каскада. Именно поэтому в четырехполоснике цепи компенсирующей об-

ратной связи необходимо учитывать следующие дополнительные ограничения. Во-первых, он должен иметь относительно низкое сопротивление нагрузки в коллекторной цепи или, при использовании полевых транзисторов, в цепи стока. Во-вторых, согласно структуре входной цепи каскада усиления, она должна использоваться в четырехполоснике компенсирующей связи так, чтобы совместно с дополнительными активными элементами образовывать по указанному пути каскады, являющиеся повторителем напряжения. Пример реализации каскада с компенсацией показан на рис. 4.

Анализ схемы приводит к следующему выражению:

$$\Phi(p) = \frac{K_{\alpha\beta} K_{\alpha\beta 2}}{p^2 \tau_1 \tau_2 K_{\alpha\beta 1} K_{\alpha\beta 2} + p[\tau_1 K_{\alpha\beta 1} + \tau_2 K_{\alpha\beta 2} (1 - \alpha_1 \alpha_2)] + 1}, \quad (17)$$

где τ_1 и τ_2 – постоянные времени, определяемые соотношением (14) для первого и второго транзисторов при $f_{\alpha} = \infty$. Учитывая, что $K_{\alpha\beta 1} \approx \alpha_1$, влияние τ_1 на диапазон рабочих частот оказывается в

практических схемах незначительным. В приведенных выражениях полагалось, что при экономичных режимах работы $r_3 > r_6$. Таким образом, при $K_{\alpha\beta 2} < 2/(1 - \alpha_1 \alpha_2)^2$ амплитудно-частотная

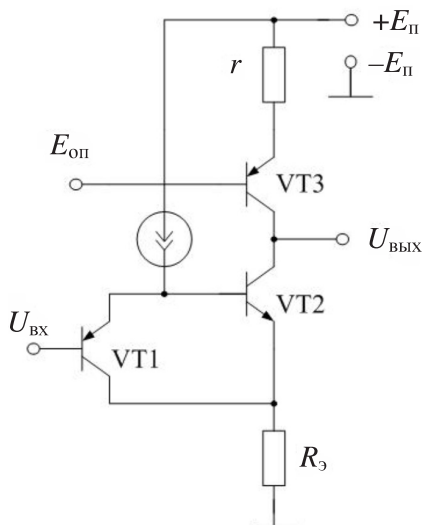


Рис. 4. Пример реализации широкополосного усилительного каскада

характеристика каскада является гладкой и пере-
регулирование переходной характеристики от-
сутствует.

Структура входной цепи каскада, приведен-
ного на рис. 4, обеспечивает также независимую
от коэффициента усиления входную емкость.
Введенная обратная связь увеличивает также и
статический коэффициент усиления, т. к. умень-
шает влияние дифференциального сопротивления
коллекторного перехода VT2 на эквивалентное
сопротивление нагрузки каскада. Необходимые
расчетные соотношения следуют из (15) и (17) за-
меной pC_k на $1/r_k$.

Из соотношения (16) следует, что эффектив-
ность приведенной на рис. 4 цепи собственной
компенсации непосредственно определяется
численным значением α_p p-n-p транзистора, ко-
торое под действием гамма-излучения и потока
нейтронов многократно уменьшается. Именно
поэтому этот транзистор необходимо исключить
из структуры цепи собственной компенсации. На
рис. 5 показан вариант решения этой задачи на
базе n-p-n и PADJ транзисторов.

Предварительно отметим, что VT1 для цепи
входного сигнала является повторителем и прак-
тически всегда используется в многокаскадных
усилителях для повышения эффективности дина-
мических нагрузок, поэтому дополнительно
необходимо применить только PADJ и R_k для
обеспечения его режима работы. Результаты мо-
делирования схемы при нормальных условиях
эксплуатации, приведенные на рис. 6, показыва-

ют, что использование дополнительного контура
собственной компенсации влияния C_k позволяет
практически в пять раз увеличить его диапазон
рабочих частот. Из анализа схемы следует, что

$$K_{\Pi} = \alpha_1 \frac{h_{11,2}}{h_{11,1}} \approx \alpha_1 \frac{I_{\alpha 1}}{I_{\alpha 2}}, \quad (18)$$

поэтому при необходимости уровень компенса-
ции можно изменить выбором режимов работы
биполярных транзисторов.

Увеличение граничной частоты полосы про-
пускания до 40 МГц объясняется увеличением K_{Π}
до 0,7, что в соответствии с (15) уменьшает влия-
ние проходной емкости VT2. Воздействие суммы
дестабилизирующих факторов уменьшает эффек-
тивность контура. Так, при $t = 65^\circ\text{C}$, $D = 500$ крад,
 $F_n = 5 \cdot 10^{13}$ н/см² граничная частота каскада с соб-
ственной компенсацией уменьшается с 31 МГц до
21 МГц, а без канала компенсации – до 5,2 МГц.

Таким образом, эффективность предложенно-
го и хорошо интегрируемого принципа собствен-
ной компенсации позволяет на базе микронных
радиационно-стойких транзисторов обеспечить
диапазон рабочих частот усилительных каскадов и
усилителей на уровне субмикронных технологий.

Рассмотренные в статье схемотехнические
принципы собственной компенсации влияния
параметров p-n-p транзисторов на качественные
показатели усилительных каскадов позволяют
существенно расширить область практического
применения традиционных микронных техно-
логий при создании радиационно-стойких ИС.

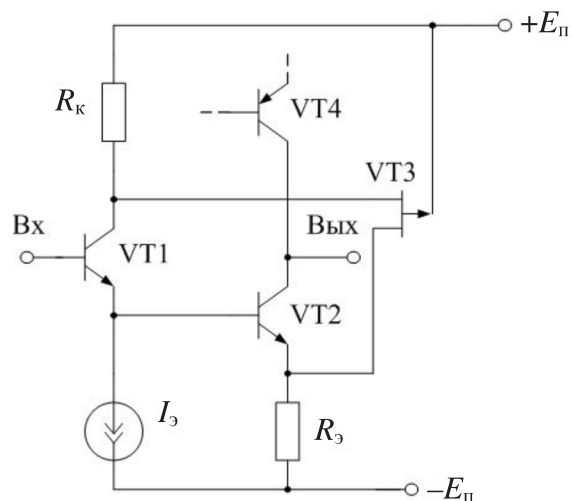


Рис. 5. Радиационно-стойкий вариант реализации
цепи собственной компенсации в широкополосном
усилительном каскаде

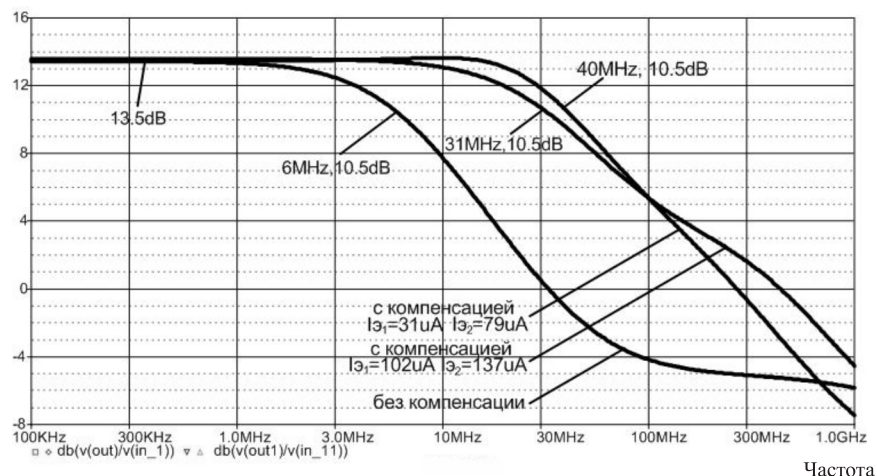


Рис. 6. АЧХ усилительного каскада

Можно предположить, что интеграция цепей собственной компенсации в отдельные каскады преобразования аналоговых сигналов позволяет приблизить возможности этих ИС к изделиям с *p-n-p* транзисторами, обладающими более высокой радиационной стойкостью. Опыт создания ряда аналоговых интерфейсов сенсорного уровня полностью подтверждает это положение.

Цепи собственной компенсации влияния емкости коллекторного перехода на достижимый диапазон рабочих частот дают возможность за счет уменьшения влияния выходной проводимости микронных транзисторов на реализуемый коэффициент усиления каскада приблизить основные его характеристики к аналогам, соответствующим субмикронной технологии.

Сформулированные в данной статье схемотехнические решения позволяют значительно уменьшить влияние негативных технологических факторов, определяющих качественные показатели радиационно-стойких полумасштабных ИС на базе техники АБМК. Как видно из полученных принципиальных схем, это достигается за счет применения дополнительных компонентов и увеличения потребляемого тока (см. табл.).

Влияние вводимых в схему дополнительных транзисторов теоретически всегда увеличивает собственный шум схемы и коэффициент нелинейных искажений. С точки зрения этих параметров доминирующими являются входные более высококачественные *p-n-p* транзисторы. Полученные в работе результаты показывают, что действие предложенных цепей собственной компенсации распространяется только на *p-n-p* транзисторы, применяемые в вспомогательных частях схемы. Можно показать, что их вклад в динамический диапазон не является доминирующим. Более того, уменьшение влияния малосигнальных параметров этих транзисторов всегда благоприятно сказывается на верхнем уровне динамического диапазона схемы.

При решении широкого класса практических задач с использованием идей собственной компенсации возникают и другие схемотехнические проблемы: минимизация коэффициента передачи синфазного напряжения [9], увеличение скорости нарастания выходного напряжения [10], повышение коэффициента усиления каскадов при низкой коллекторной нагрузке [11], интеграция отдельных узлов в СФ блоки [4].

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Прокопенко, Н.Н. Методы компенсации влияния токовых автономных параметров транзисторов на нулевой уровень аналоговых микросхем [Текст] / Н.Н. Прокопенко, А.И. Серебряков, П.С. Будяков // Известия ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Методы и средства адаптивного управления в электроэнергетике». – Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ. – 2011. – № 2 (115). – С. 92–98.
2. Krutchinsky, S.G. Methods of compensation of parasitic parameters of transistors in analogue integrated circuit [Text] / S.G. Krutchinsky, N.N. Prokopenko, N.I. Kovbasuk // Proc. ICCSC'04. – М., 2004. – Р. 31–35.
3. Прокопенко, Н.Н. Архитектура и схемотехника аналоговых микросхем с собственной и взаимной компенсацией импедансов: Монография [Текст] / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Ковбасюк. – Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2007. – 326 с.
4. Крутччинский, С.Г. Компенсация паразитных ем-

костей активных элементов в электронных устройствах [Текст] / С.Г. Крутччинский, Н.Н. Прокопенко, Е.И. Старченко // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем – 2006: Сб. науч. тр. под общ. ред. А.Л. Стемпковского. – М.: Ин-т проблем проектирования в микроэлектронике РАН, 2006. – С. 194–199.

5. **Крутччинский, С.Г.** Методы компенсации основных составляющих выходной емкости транзисторов в аналоговых микросхемах [Текст] / С.Г. Крутччинский, Н.Н. Прокопенко, Н.В. Ковбасюк [и др.] // Проблемы разработки перспективных микроэлектронных систем – 2006: Сб. науч. тр. под общ. ред. А.Л. Стемпковского. – М.: Ин-т проблем проектирования в микроэлектронике РАН, 2006. – С. 223–228.

6. **Krutchinsky, S.G.** Structurally topological principles of self-compensation in electronic devices [Text] / S.G. Krutchinsky, N.N. Prokopenko, E.I. Starchenko // 2 IEEE International Conf. on Circuits and Systems for Communication. – М., 2004. – Р. 26–30.

7. **Крутччинский, С.Г.** Структурный синтез в ана-

логовой микросхемотехнике [Текст] / С.Г. Крутччинский. – Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2010. – 260 с.

8. **Прокопенко, Н.Н.** Схемотехника широкополосных усилителей: Монография [Текст] / Н.Н. Прокопенко, Н.В. Ковбасюк. – Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2005. – 218 с.

9. **Прокопенко, Н.Н.** Архитектура и схемотехника дифференциальных усилителей с повышенным ослаблением синфазных сигналов: Монография [Текст] / Н.Н. Прокопенко, С.В. Крюков. – Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2008. – 329 с.

10. **Прокопенко, Н.Н.** Архитектура и схемотехника быстродействующих операционных усилителей: Монография [Текст] / Н.Н. Прокопенко, А.С. Будяков. – Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2006. – 231 с.

11. **Прокопенко, Н.Н.** Элементная база радиационно-стойких информационно-измерительных систем: Монография [Текст] / Н.Н. Прокопенко, О.В. Дворников, С.Г. Крутччинский; под общ. ред. Н.Н. Прокопенко. – Шахты: Изд-во ЮРГУЭС, 2011. – 208 с.

УДК 621.37

В.Г. Манжула

ИНФОРМАЦИОННАЯ ПОДДЕРЖКА СИНТЕЗА СХЕМОТЕХНИЧЕСКИ ИНТЕГРИРОВАННЫХ ПРИНЦИПИАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СХЕМ

Известно, что максимальная эффективность инженерного труда достигается не вследствие использования сложного программного обеспечения, а благодаря оптимальному взаимодействию человека и машины [1]. При этом автоматизированные системы поискового синтеза (АСПС) обеспечивают информационную поддержку инженерной работы. Основное назначение АСПС состоит в генерации альтернатив при поиске решения.

Современные интегральные микросхемы имеют в своем составе широкий набор различных функциональных элементов. Их реализация в виде отдельных принципиальных схем, как правило, приводит к недопустимому увеличению общего числа активных элементов схемы, что в свою очередь приводит к снижению надежности и высокому токопотреблению [2]. Применение принципа схемотехнической интеграции позволяет избежать перечисленных недостатков, к тому же схемы, проектируемые на основе этого

принципа, отличаются своей простотой и изяществом. Его сущность заключается в том, что ряд отдельных функциональных элементов выполняется в виде единой нерасчленимой принципиальной схемы, выполняющей совокупность функций всех входящих в нее функциональных элементов. Рассмотрим особенности информационной поддержки проектировщика при синтезе схемотехнически интегрированных решений.

Информационное обеспечение такой АСПС [3] предполагает использование четырех баз данных:

базы данных схемных объектов (СО), содержащей текстовое и графическое описание известных схемотехнических решений;

проблем (БДП), содержащей возможные недостатки схемных объектов;

методов (БДМ), содержащей описания методов решения проблем;

базы данных функций (БДФ) схемных объектов.

Под схемным объектом будем понимать совокупность одного или нескольких электронных

элементов, объединенных друг с другом для выполнения каких-либо определенных функций. В качестве СО может выступать, например, дифференциальный каскад, эмиттерный повторитель, транзистор как отдельный элемент, резистор и т. п. Следует обратить внимание на то, что схемный объект неэквивалентен функциональному элементу. В большинстве случаев СО не может выполнять какие-либо функции без участия других СО. Каждому СО соответствует расширяемый набор функций, описывающих его работу. Например, для резистора такими функциями являются закон Ома, зависимость сопротивления от температуры и т. д.

Отличительной особенностью алгоритма работы такой системы от традиционной, предлагающей инженеру варианты готовых решений, является возможность создания нового решения при отсутствии в базе данных необходимого СО. При этом алгоритм работы такой системы предполагает выполнение следующих операций:

- ввод исходного прототипа;
- редукцию прототипа на СО, имеющиеся в базе данных;
- определение человеком неизвестных СО;
- выделение неизменяемой части;
- выбор проблемы, которую необходимо решить (из базы данных проблем);
- выбор предложенного программой решения данной проблемы (в виде набора СО);
- синтез интегрированной принципиальной схемы из предложенных СО;
- проверку допустимости схемы;
- принятие решений о продолжении работы.

В случае отсутствия решения или его непригодности программа, работая с БДФ, создает набор функций, позволяющих решить ЛПР поставленную задачу. Таким образом, работа алгоритма направлена на создание не функциональной схемы (схемы соединений СО), а схемы функций (порядок преобразований и действий, позволяющий решить поставленную задачу), которая и является конечным продуктом работы алгоритма. Наличие ссылок из БФ к базе данных СО позволяет ЛПР синтезировать функциональную, а затем и принципиальную схему.

Для анализа допустимости (работоспособности) схемы необходимо ввести некоторые, достаточно условные, атрибуты СО, к которым относятся:

назначение выводов (информационный, энергетический);

импеданс вывода (условное значение, характеризующее выходной параметр – ток или напряжение);

функциональные зависимости параметров СО;

направления потоков энергии через вывод (сток тока, исток тока);

направление потоков информации через вывод (вход, выход).

Для проверки допустимости схемы по энергетическим потокам следует определить направления и замкнутость потоков энергии от источников питания. При этом ток от положительного вывода источника питания должен, разветвляясь и проходя по элементам схемы, вернуться к отрицательному выводу источника. Свидетельством неработоспособности схемы являются разрывы в одной или нескольких ветвях. Проверка схемы по потокам энергии может быть проведена путем построения направленного графа и его анализа известными средствами.

Следующим этапом является информационная проверка. В допустимой схеме потоки информации должны проходить через схемные объекты от входа к выходу всего устройства. Необходимо отметить, что вход и выход могут быть условными, важен факт неразрывного прохождения потока информации с учетом направлений, заданных в атрибутах выводов СО, и преобразований, заявленных в описании функций СО. Разрывы в потоках информации могут возникать, например, в случае если источник информации (информационный вывод) одного из СО имеет токовый выход и нагружен на аналогичный выход другого СО.

Другой вариант – параллельное включение потенциальных выходов СО. Противоречие может возникнуть и при соединении выводов с различными физическими величинами параметров: ток и тепло, тепло и освещенность и т. д. Во всех этих случаях возникает противоречие, и схема признается недопустимой.

Общее правило проверки включений выводов СО формулируется просто: в один узел не должны сходиться только токовые выводы СО, потенциальные выводы не должны образовывать замкнутого контура и физические величины параметров (в точках соединения) должны совпадать.

Проверка схемы по информационным пото-

кам осуществляется следующим образом. Под потоком информации понимается передача изменения входного параметра на выходной. К параметрам относятся координаты режима (токи, напряжения), тепловые потоки, освещенность и т. п. Прежде всего должны быть указаны входы и выходы схемы (пусть даже условно), а также источник входного воздействия (источник тока, напряжения, тепла, света и т. д.). Общий алгоритм проверки схемы включает в себя следующие операции:

составление списка всех физических параметров СО;

выделение в списке априорно известных (не меняющихся) физических величин параметров (например, напряжение источников питания);

анализ схемы от входа к выходу с целью нахождения неопределенных параметров и разрывов потоков СО.

В результате выполнения этого алгоритма возможны четыре ситуации:

- 1) все параметры определены, и потоки информации не имеют разрывов;
- 2) остаются неопределенными какие-либо параметры;
- 3) все параметры определены, но имеются разрывы потоков;
- 4) комбинация второй и третьей ситуаций.

В первой ситуации очевидно, что схема признается непротиворечивой. Вторая ситуация свидетельствует о том, что на входные выводы некоторых СО не поступает информация или поступает противоречивая информация (два токовых выхода соединены без токоотвода и т. д.). В третьей ситуации некоторые СО имеют неполное включение: на вход поступает информация, а с выхода не снимается.

Предлагаемый алгоритм реализован в среде MATLAB 7.0.1, в которой порядок синтезируемой схемы ограничивается возможностью вычислителя, т. к. матрица входных и выходных параметров создается динамически и ее размер определяется размером используемой оперативной памяти. Фрагмент исходного скрипт-кода на языке программирования MATLAB операции сравнения выходных и входных параметров СО представлен ниже:

```
%функция перебора всех комбинаций параметров
function [y2,y4,y5] = perebor(elem1,elem2)
schet = 1;
```

```
svsh = 1;
svob1 = 0;
svob2 = 0;
mark1 = false;
mark2 = false;
for n=1:prod(size(elem1))
    vm=1;
    for m=1:prod(size(elem2))
        if sravn(elem1(n),elem2(m))
            mark1 = true;
            vspom = strcat(num2str(n),num2str(m));
            otv{schet} = vspom;
            schet = schet + 1;
        else
            if (vm==prod(size(elem2)))
                mark2 = true;
                svob1(svsh)=n;
                svsh=svsh+1;
            end
            vm=vm+1;
            vm2=0;
            for j=1:prod(size(elem1))
                if ~sravn(elem2(m),elem1(j))
                    vm2=vm2+1;
                end
            end
            if vm2==prod(size(elem1))
                mark2=true;
                svob2(svsh)=m;
                svsh=svsh+1;
            end
        end
    end
end
if mark1    y2 = otv;
else
    y2 = ',';
end
if mark2
    y4 = svob1;
    y5 = svob2;
else
    y4 = 0;
    y5 = 0;
end
end
```

Финальным этапом проверки допустимости сгенерированных схемных решений является анализ разработки на соответствие техническим параметрам, заданным проектировщиком, таким, как проходная, частотная и фазовая характери-

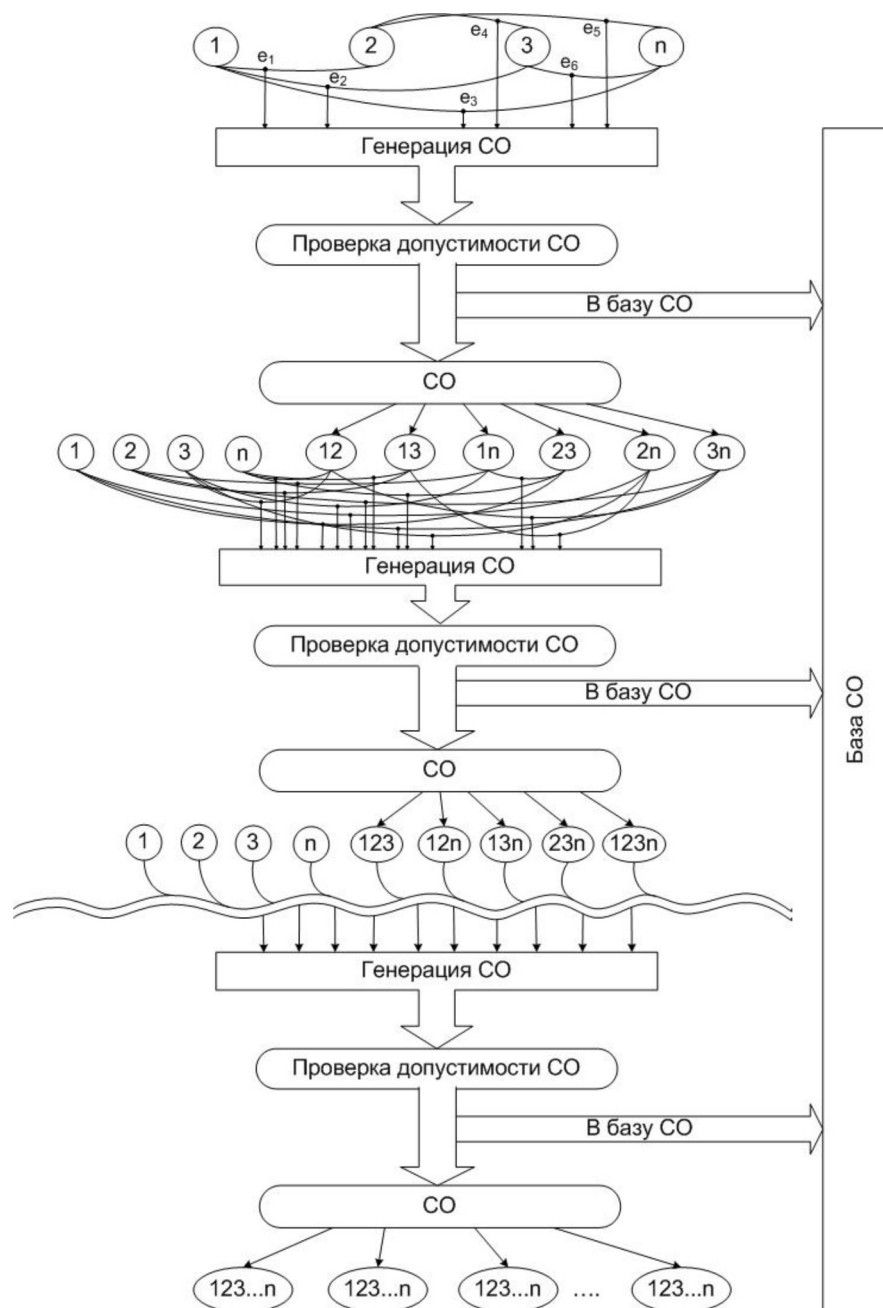


Рис. 1. Граф-схема процесса синтеза интегрированных схмотехнических решений

стики; уровень шума; температурная стабильность; чувствительность параметров схемы к разбросу значений элементов и т. д. При этом целесообразно использование специализированных пакетов САПР (Cadence, CircuitMaker, Electronics Workbench, Micro-Cap и т. п.).

Синтез интегрированной принципиальной схемы предлагается осуществлять в соответствии с граф-схемой, представленной на рис. 1. В предлагаемом графе в качестве вершин (обозначен-

ных окружностью с номером) используются СО из начального набора, соответствующего набору функций принципиальной схемы прототипа.

Дуги задают операции схмотехнической интеграции объектов, расположенных в вершинах графа. Таким образом, образуется граф $G = (V, E)$, где $V = \{1, 2, 3 \dots n\}$, $E = \{e_1, e_2, e_3, e_4, e_5, e_6\}$, $e_1 = (1, 2)$, $e_2 = (1, 3)$, $e_3 = (1, n)$, $e_4 = (2, 3)$, $e_5 = (2, n)$, $e_6 = (3, n)$.

В результате выполнения операции «Гене-

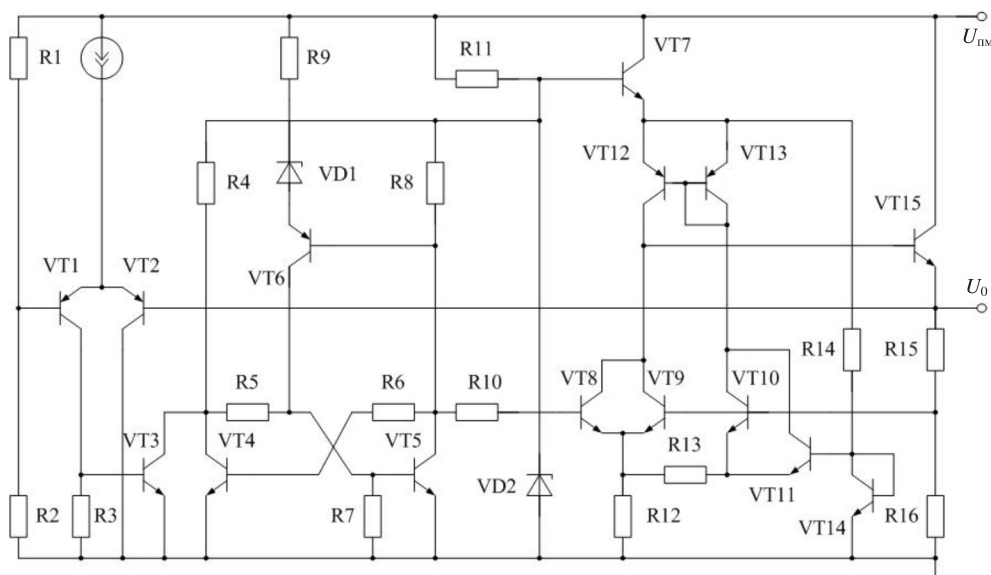


Рис. 2. Принципиальная схема УЗСР

рация СО» формируется дополнительное множество, состоящее из СО, реализуемых путем схемотехнической интеграции исходных СО. Обозначение таких СО и соответствующих им вершин графа состоит из двух номеров СО прототипа, задействованных в получении соответствующего нового СО.

Проверка допустимости сгенерированных схемотехнических решений осуществляется в соответствии с правилами, изложенными ранее. Допустимые решения заносятся в базу СО.

Во втором этапе схемотехнической интеграции участвуют СО прототипа, а также СО, сгенерированные на первом этапе. При этом результатом генерации являются СО, имеющие в обозначении трехзначный номер. Аналогично первому этапу проводятся операции проверки допустимости и занесения в базу СО.

Количество этапов синтеза схемотехнически интегрированных решений определяется возможностью получения новых схемотехнических решений и в пределе может достигать величины $n - 1$. Причем в результате возможна генерация множества решений функционально соответствующих предъявляемым требованиям, но отличающихся схемотехническим исполнением.

Рассмотрим более подробно предлагаемую граф-схему на примере синтеза схемотехнически интегрированного узла задания статического режима (УЗСР) интегральной микросхемы.

На рис. 2 представлена исходная схемотехни-

ческая реализация УЗСР.

Он включает в себя следующие схемные объекты: СО1 – переключатель тока (I1, VT1, VT2, R1, R2); СО2 – триггер (VT3–VT5, R3–R8); СО3 – формирователь гистерезиса (VT6, VD1, R9); СО4 – ключ (VT8, R10); СО5 – параметрический стабилизатор (VT7, VD2, R11); СО6 – компенсационный стабилизатор (VT9, VT10, VT12, VT13, VT15, R12, R13, R15, R16); СО7 – цепь запуска (VT11, VT14, R14).

Данная схема реализует гистерезисную зависимость $U_0 = f(U_{пм})$ выходного напряжения U_0 от напряжения питания микросхемы $U_{пм}$, необходимую для реализации режима запуска (рис. 3).

При подаче напряжения $U_{пм}$ триггер устанавливается в состояние, при котором ключ замкнут, а выходное напряжение компенсационного стабилизатора близко к нулю. При достижении напряжением $U_{пм}$ величины $U_{пм2}$ триггер переключается в состояние, соответствующее разомкнутому положению ключа, при этом выходное напряжение равно величине U_0 . Обратное выключение происходит при меньшем напряжении $U_{пм}$ ($U_{пм1}$) из-за изменения порога срабатывания переключателя тока.

Величина выходного напряжения U_0 определяется выражением:

$$U_0 = \left(1 + \frac{R_{15}}{R_{16}}\right) \left(U_{эб9} + 2\varphi_m \frac{R_{12}}{R_{13}} \ln \frac{S_{10}}{S_9} \right), \quad (1)$$

где $\varphi_m \approx 25$ мВ – температурный потенциал; $U_{эби}$ – напряжение эмиттер-база i -го транзистора.

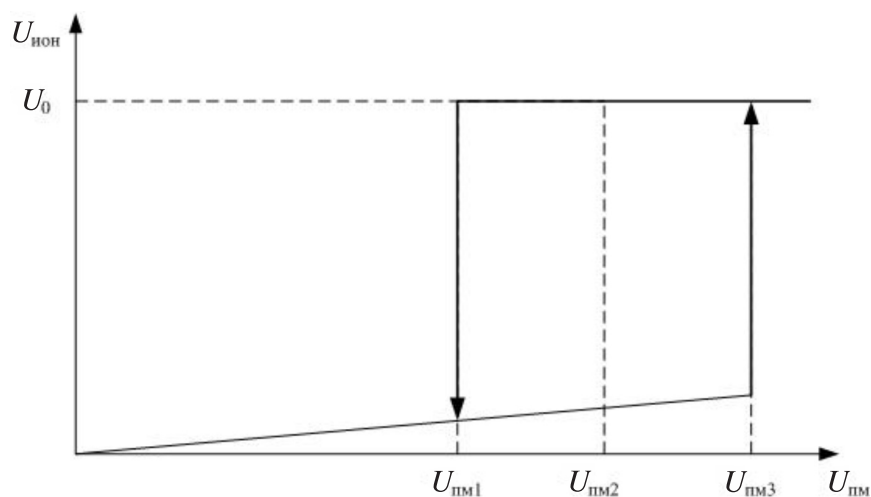


Рис. 3. Зависимость выходного напряжения U_0 от напряжения питания микросхемы $U_{пп}$

Напряжения включения и выключения соответствуют следующим выражениям:

$$U_{пп2} = U_{э65} \frac{R_9(R_6 + R_7)}{R_6 R_7} + U_{VD1} + U_{э66}, \quad (2)$$

$$U_{пп1} = U_0 (1 + R_1 / R_2),$$

где U_{VD1} – напряжение стабилизации элемента VD1.

Проведем синтез схмотехнически интегрированного решения для элемента УЗСР, используя граф-схему (см. рис. 1). Граф-схема процесса синтеза интегрированного решения УЗСР изображена на рис. 4.

Проверку на допустимость по результатам генерации прошли три решения, предполагающие интеграцию объектов 2 и 3, 4 и 7, 5 и 6, соответ-

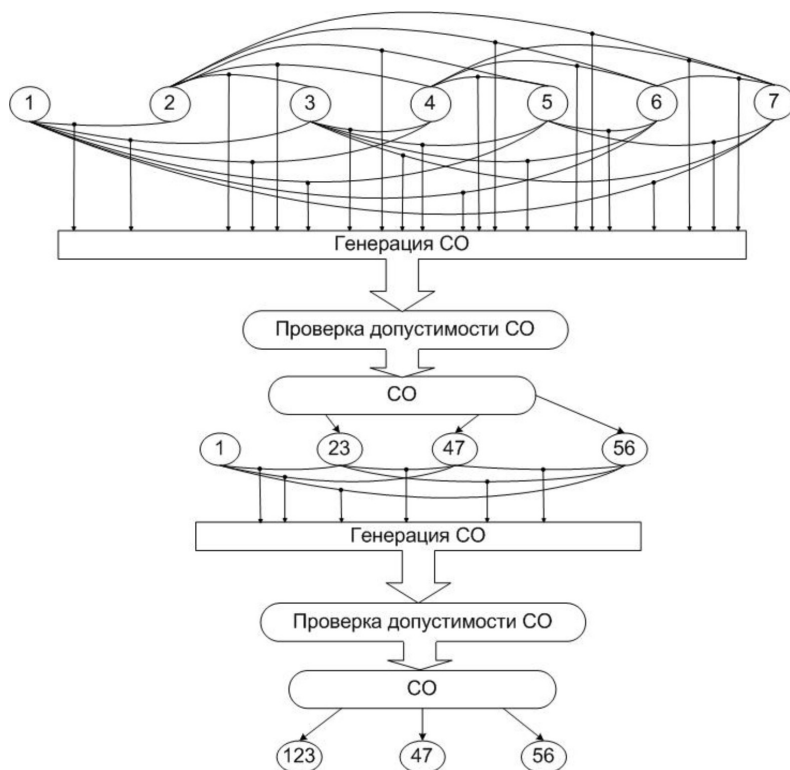


Рис. 4. Граф-схема синтеза интегрированного УЗСР

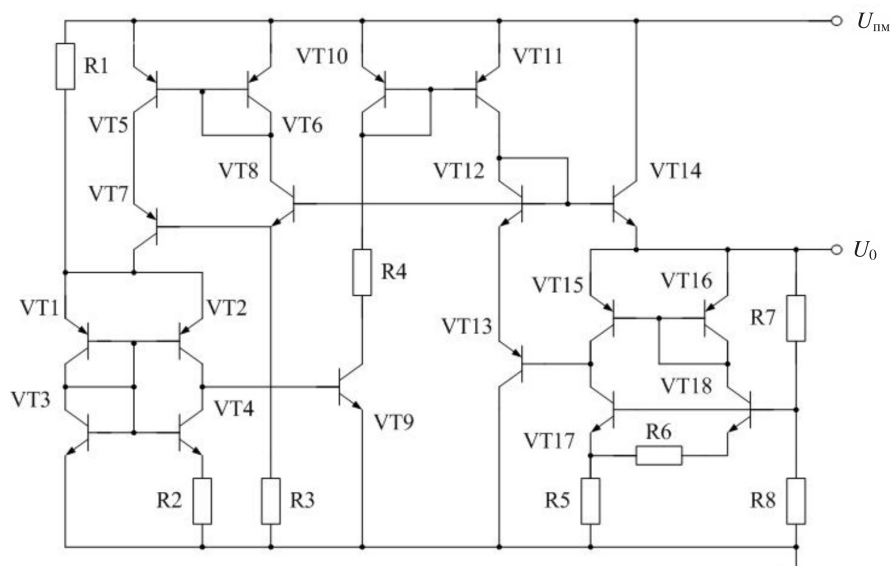


Рис. 5. Схематехнически интегрированный УЗСР

ственно. Проверка возможности дополнительной интеграции показала, что допустимо схематехническое решение, интегрирующее три объекта: 1, 2 и 3.

В варианте реализации элемента УЗСР на основе принципа схематехнической интеграции (рис. 5) объединены следующие схемные объекты: 1, 2 и 3 (переключатель тока, формирователь гистерезиса и триггер (VT1–VT11, R1–R4); 4 и 7 (ключ и цепь запуска (VT9–VT11, R4); параметрический и компенсационный стабилизаторы (VT12–VT18, R5–R8). Коэффициент избыточности для данного схематехнического решения составил $R_{\text{и}} = 0,21(21)$.

Использование принципа схематехнической интеграции при синтезе УЗСР позволило более чем в 1,5 раза сократить количество элементов схемы, а также снизить суммарный потребляемый ток в три раза.

Величины напряжений включения и выклю-

чения, соответствующие зависимости $U_0 = f(U_{\text{пм}})$ (рис. 3), определяются выражениями:

$$U_{\text{пм}2} = 2\varphi_m \frac{R_1}{R_2} \ln \frac{S_4}{S_3} + 2U_{\text{эб}}, \quad (3)$$

$$U_{\text{пм}1} = 2\varphi_m \frac{R_1}{R_2} \ln \frac{S_4}{S_3} + 2U_{\text{эб}} - U_0 \frac{R_1 S_5}{R_3 S_6}.$$

Величину тока I_p можно найти из соотношения:

$$I_p = 2\varphi_1 \ln(S_4/S_3)/R_2. \quad (4)$$

Таким образом, разработанные схематехнические решения показывают, что использование информационной поддержки при синтезе интегрированных решений на этапе синтеза электрических принципиальных схем позволяет уменьшить число элементов результирующей схемы и повысить к.п.д. устройства в целом за счет снижения потребляемого тока.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Половинкин, А.И. Автоматизация поискового конструирования (искусственный интеллект в машинном проектировании) [Текст] / А.И. Половинкин [и др.]; под ред. А.И. Половинкина. – М.: Радио и связь, 1981. – 344 с.
2. Манжула, В.Г. Модели, методы и алгоритмы структурно-параметрического синтеза неизбыточных

смешанных СФ блоков [Текст] / В.Г. Манжула // Изв. ЮФУ. Сер. Техн. науки. – 2011. – № 2. – С. 79–87.

3. Манжула, В.Г. Нейронные сети Кохонена и нечеткие нейронные сети в интеллектуальном анализе данных [Текст] / В.Г. Манжула, Д.С. Федяшов // Фундаментальные исследования. – 2011. – № 4. – С. 108–114.

РАДИАЦИОННО-СТОЙКИЙ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НА БАЗЕ ПАРАФАЗНОГО МУЛЬТИДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО ОУ

Создание радиационно-стойких инструментальных усилителей (ИУ) предполагает использование как специализированной компонентной базы радиационно-стойкой технологии, так и набора специальных схемотехнических решений. Один из наиболее эффективных вариантов реализации радиационно-стойкого ИУ с высоким дифференциальным коэффициентом усиления заключается в использовании двухканальной структуры с сумматором на базе мультидифференциального ОУ (МОУ) [1]. Однако такие параметрически и структурно оптимизированные инструментальные усилители требуют относительно высокого потребляемого тока ($I_0 = 100 \text{ мА} \dots 120 \text{ мА}$). Это объясняется тем, что изменение их режимов работы приводит к высокой нестабильности параметров устройства в условиях воздействия радиационной дозы, потока нейтронов и температуры.

Как показано в [2], низкое напряжение дрейфа нуля инструментального усилителя требует сохранения двухканальной структуры дифференциального усиления (преобразования) и дифференциального сумматора с единичным коэффициентом передачи. Этот принцип преобразования связан с созданием парафазных (полностью дифференциальных) каналов с масштабированной амплитудой входных напряжений. При этом необходимым условием является усиление дифференциального напряжения при ослаблении его синфазной величины. Именно это требует созда-

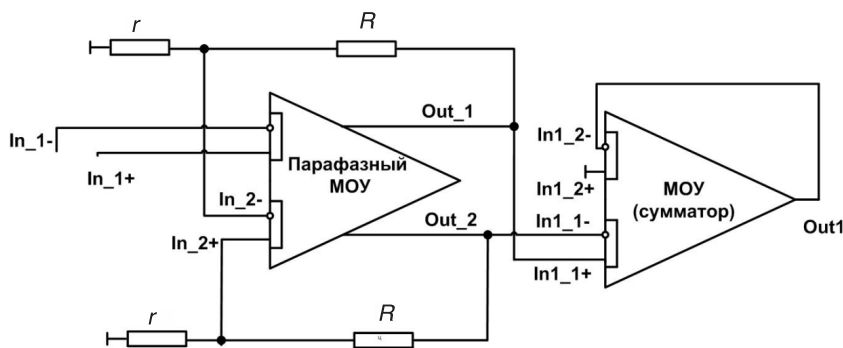
ния нового типа операционного усилителя – парафазного мультидифференциального ОУ (ПМОУ). Реализуемость такого усилителя базируется на сформулированных в [3] подходах к построению входных дифференциальных каскадов, структурно обеспечивающих минимизацию коэффициента передачи синфазного напряжения при сохранении дифференциального коэффициента передачи. Структурная схема такого ИУ приведена на рисунке.

Базовым узлом радиационно-стойкого ИУ является парафазный МОУ, имеющий два автономных выхода. Реализация высокого коэффициента ослабления синфазного напряжения в канале in_1- , in_1+ обеспечивает низкие синфазные напряжения на выходах – out_1 , out_2 . Именно это позволяет использовать сумматор на базе МОУ с относительно небольшими граничными напряжениями. Указанная особенность является основной в его архитектуре и определяет главную стратегию схемотехнического проектирования.

В этом случае ее дифференциальный коэффициент усиления определяется следующим соотношением:

$$K_d = \frac{1}{1/\mu + \beta_1 + \beta_2} (K_c^- + K_c^+), \quad (1)$$

где β_i – передача цепи отрицательной обратной связи с i -го выхода парафазного МОУ; K_c^+ , K_c^- – коэффициенты передачи по неинвертирующему (+) и инвертирующему (–) входам сумматора; μ – статический коэффициент усиления этого ОУ.



Структурная схема инструментального усилителя

Таким образом, при высоком ослаблении синфазного сигнала в базовом МОУ β_1 и β_2 влияют только на численное значение K_d , и их можно выбирать одинаковыми без увеличения параметрической чувствительности K_d .

Как отмечалось в [4], мультидифференциальные свойства ОУ реализуются за счет параллельной работы отдельных дифференциальных каскадов на PADJ транзисторах с токовым выходом, поэтому в структуре парафазного МОУ использована дополнительная компенсирующая (следящая) связь, направленная на уменьшение коэффициента передачи синфазного напряжения [5]. Парафазный выход обеспечивается двумя идентичными по своей структуре промежуточным и выходным каскадами. Качественные показатели этих каскадов обеспечиваются цепями компенсации h -параметров р-п-р транзисторов в динамических нагрузках. Дифференциальный сумматор реализован на этих же каскадах и имеет только параметрические отличия, связанные с реализацией необходимого входного граничного напряжения. Рассматриваемый инструментальный усилитель реализует следующий дифференциальный коэффициент усиления:

$$K_d = \left(1 + \frac{R}{r}\right) K_c \quad (K_c = \frac{R_{u2}}{R_{u1}}), \quad (2)$$

где R_{u1} , R_{u2} – сопротивления истоковых цепей PADJ транзисторов первого и второго каналов дифференциального сумматора.

Приведенное соотношение реализуется с погрешностью

$$\frac{\Delta K_d}{K_d} = -2\left(1 + \frac{R}{r}\right) \mu, \quad (3)$$

определяемой статическим коэффициентом усиления μ парафазного МОУ. При реализации относительно больших численных значений дифференциального коэффициента усиления ($K_d > 40$ дБ) выбор глубины обратной связи в ПМОУ должен осуществляться решением системы, образованной соотношениями (2) и (3). Следовательно, относительная нестабильность этого параметра

$$\frac{\Delta K_d}{K_d} = \frac{K_d}{\mu} \cdot \delta_\mu < \Theta_R, \Theta_r, \Theta_{R_{u2}}, \Theta_{R_{u1}} \quad (4)$$

в основном определяет максимальное значение K_d . Здесь $\delta_\mu, \Theta_R, \Theta_r, \Theta_{R_{u2}}, \Theta_{R_{u1}}$ – относительные изменения параметров ОУ (μ) резисторов цепи обратной связи и соответствующих сопротивлений истоковых цепей. Именно поэтому указан-

ные выше особенности реализации отдельных каскадов парафазного МОУ, направленные на уменьшение погрешности δ_μ , способствуют повышению K_d . Действительно, как это следует из (2) и (4), нестабильность дифференциального коэффициента усиления будет определяться погрешностью сопротивлений цепи обратной связи $(\Theta_R - \Theta_r)$ и сопротивлений истоковых цепей сумматора $(\Theta_{R_{u2}} - \Theta_{R_{u1}})$. В связи с этим относительно высокая идентичность резисторов АБМК обеспечивает высокую стабильность дифференциального коэффициента усиления K_d .

Важной особенностью рассматриваемой схемы являются структурные и параметрические условия, обеспечивающие минимизацию напряжения дрейфа нуля:

$$U_{др} = (K_d E_{см1} \cdot K_{оссн_МОУ} + E_{см_МОУ}) K_c, \quad (5)$$

где $E_{см1}$, $E_{см_МОУ}$ – ЭДС смещения парафазного и мультидифференциального ОУ; $K_{оссн_МОУ}$ – коэффициент ослабления синфазного напряжения МОУ.

Для парафазного МОУ $E_{см1}$ определяется $\Delta U_{зн}$ входных PADJ транзисторов и поэтому под действием суммы дестабилизирующих факторов достигает значительных величин (10^0 мВ). Однако большое значение коэффициента ослабления синфазного напряжения МОУ (>100 дБ) позволяет реализовать усиленное неравенство между первым и вторым слагаемыми соотношениями (5) при относительно большом (до 60 дБ) дифференциальном коэффициенте усиления K_d . Таким образом, дрейф нуля схемы ИУ минимизируется при $K_c = 1$ и определяется практически только $E_{см}$ МОУ.

Указанные особенности позитивно влияют и на реализуемый настоящей схемой коэффициент передачи синфазного напряжения:

$$K_{оссн} \approx 2K_d \cdot K_{оссн} \cdot K_{оссн_МОУ}, \quad (6)$$

где $K_{оссн}$ – коэффициент ослабления синфазного напряжения ПМОУ.

Параметры разработанного инструментального усилителя при воздействии потока нейтронов, дозы радиации и температуры окружающей среды представлены в таблице.

Достоверность полученных результатов подтверждается моделированием принципиальной схемы в среде PSpice с использованием достоверных моделей АБМК и методики, предложенной в работах [6, 7].

Результаты моделирования ИУ

Воздействие \ Параметры	K_d , дБ	$f_{гр\,д}$, МГц	$K_{сн}$, дБ	$f_{гр\,сн}$, кГц	$U_{др}$, мкВ	v , В/мкс	t_n , мкс
$F_n = 0, D = 0, t^\circ = 0$	60	1,2	-100	5,3	-26	10 / 10	0,5 / 0,5
$F_n = 5 \cdot 10^{13} \text{ н/см}^2$	60	1,17	-100	2,1	-85	10 / 10	0,5 / 0,5
$D = 100 \text{ крад}$	60	1,2	-100	4,2	-47	10 / 10	0,5 / 0,5
$D = 500 \text{ крад}$	60	1,17	-100	2,5	-106	10 / 10	0,5 / 0,5
$t^\circ = -40 \text{ }^\circ\text{C}$	60	1,48	-100	5,1	34	11 / 2,5	0,5 / 0,5
$t^\circ = +80 \text{ }^\circ\text{C}$	60	1,05	-100	5,1	-182	9 / 9	0,6 / 0,6
$F_n = 5 \cdot 10^{13} \text{ н/см},$ $D = 500 \text{ крад}, t^\circ = -40 \text{ }^\circ\text{C}$	60	1,4	-100	1,5	-184	11 / 1,6	0,5 / 0,5
$F_n = 5 \cdot 10^{13} \text{ н/см},$ $D = 500 \text{ крад}, t^\circ = +80 \text{ }^\circ\text{C}$	60	1,02	-100	1,5	-295	9 / 9	0,6 / 0,6

Примечание: K_d – коэффициент усиления дифференциального сигнала; $f_{гр\,д}$ – граничная частота; $K_{сн}$ – коэффициент ослабления синфазного напряжения; $f_{гр\,сн}$ – граничная частота; $U_{др}$ – напряжение дрейфа нуля усилителя; v – скорость нарастания импульса по положительному и отрицательному фронтам; t_n – длительность переходного процесса, потребляемый ток $I_0 = 40 \text{ мА}$, $E_n = \pm 5 \text{ В}$, $U_{in\,l-max} = U_{in\,l+max} = 1,25 \text{ В}$

Таким образом, разработанный радиационно-стойкий инструментальный усилитель на основе парафазного мультидифференциального операционного усилителя и сумматора на базе МОУ, обладает высокими качественными показателями под воздействием гаммы дестабилизирующих факторов (потока нейтронов, дозы радиации и температуры) и практически не уступает двухканальному инстру-

ментальному усилителю на МОУ [1] при существенном (в 2÷3 раза) уменьшении потребления тока.

Целесообразно подчеркнуть, что за исключением дрейфа нуля по совокупности основных параметров предложенная схема не уступает своим нерадиационно-стойким аналогам (например, AD8426, Analog Devices [8]), выполненным в рамках прецизионной технологии.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Титов, А.Е.** Радиационно-стойкий инструментальный усилитель [Текст] / А.Е. Титов // Сб. конкурсных научно-исследовательских работ магистров, аспирантов и молодых ученых в области стратегического партнерства вузов и предприятий радиоэлектронного комплекса. –СПб.: ЛЭТИ, СПбАПР, 2011. –С. 327–332.
2. **Титов, А.Е.** Двухканальные прецизионные инструментальные усилители для радиационно-стойких систем на кристалле [Текст] / А.Е. Титов // Изв. ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Методы и средства адаптивного управления в энергетике». –Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2010. –С. 64–70.
3. **Krutchinsky, S.G.** Structural optimization of differential stage operational amplifiers [Text] / S.G. Krutchinsky, A.E. Titov, M.S. Tsibin // International Conf. on Signal and Electronic System (ICESES'10). –Gliwice, Poland: Institute of Electronics, Silesian University of technology, 2010. –P. 253–257.
4. **Крутчинский, С.Г.** Структурный синтез инструментальных усилителей на базе мультидифференциальных операционных усилителей (МОУ) [Текст] / С.Г. Крутчинский, А.Е. Титов // Изв. ЮФУ. Технические науки. Тематический выпуск «Актуальные проблемы производства и потребления электроэнергии». –Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2009. –С. 72–78.
5. **Крутчинский, С.Г.** Структурная оптимизация дифференциальных каскадов [Текст] / С.Г. Крутчин-

ский, А.В. Нефедова // Изв. ЮФУ. Технические науки. –Таганрог: Изд-во ТТИ ЮФУ, 2008. –№ 7. –С. 41–48.

6. **Дворников, О.В.** Комплексный подход к проектированию радиационно-стойких аналоговых микросхем: Ч 1. Учет влияния проникающей радиации в «Spice-подобных» программах [Текст] / О.В. Дворников, В.Н. Гришков // Сб. тр. IV Всерос. науч.-техн. конф. Проблемы разработки перспективных микро- и наноэлектронных систем. –М.: ИППМ РАН, 2010. –С. 301–306.

7. **Дворников, О.В.** Комплексный подход к проектированию радиационно-стойких аналоговых микросхем (ОАО «МНИПИ») [Электронный ресурс] / О.В. Дворников. –Режим доступа: <http://mnipi.com/ru/stats/duplicate-of-kompleksnyij-podxod-k-proektirovaniyu-radiaczionno-stojkix-analogovyix-mikrosxem.html> (дата обращения: 30.03.2012)

8. [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.ti.com> (дата обращения 30.03.2012)

УДК 519.86

Ю.П. Ехлаков, Д.Н. Бараксанов, Н.В. Мамонова

ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ И МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ СЕГМЕНТИРОВАНИЯ РЫНКА ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ПРОГРАММНЫХ ПРОДУКТОВ

Постановка задачи

Малая IT-компания имеет законченный программный продукт и намерена продвигать его на промышленном рынке. При этом фирма не в состоянии освоить весь рынок, размер (объем) рынка ограничен возможностями компании-разработчика по количеству продаж ПП и условиям дальнейшей технической поддержки пользователей, особенностями применяемых программно-аппаратных средств. В этих условиях компании необходимо выделить целевые сегменты рынка и сконцентрировать свои усилия на тех потенциальных заказчиках, которые окажутся для компании наиболее привлекательными.

В классической литературе по маркетингу приводится ряд определений и понятий сегментирования рынка.

Филипп Котлер определяет понятие *сегментирования* «как маркетинговую деятельность, направленную на разбивку рынка на четкие группы потребителей, для которых определяются специфические товары и комплексы маркетинга» [1].

Жан Жак Ламбен несколько иначе трактует это понятие, рассматривая сегментацию, как разделение всего рынка на группы потребителей, имеющих схожие потребности и поведенческие либо мотивационные характеристики и создающих для фирмы благоприятные рыночные возможности [2].

С точки зрения таких авторов, как Д. Эндрюс, Р. Блэкуэл и П. Миниард, сегментирование рынка – это процесс моделирования или разработки товара или услуги, при котором они адресуются некой опознаваемой части целого рынка [3].

В каждом из перечисленных выше источников процесс сегментирования основывается на

двух понятиях: переменной (критерии) сегментирования и факторах (признаках) сегментирования. *Переменные сегментирования* — это характеристики потребителей, относящиеся к значимым различиям в демонстрируемом ими отклике на маркетинговое предложение. Каждая из характеристик может быть представлена в виде совокупности *факторов (признаков)*, отражающих *сущностное содержание переменной сегментирования*. В свою очередь факторы могут быть описаны в виде совокупности качественных либо количественных параметров.

С учетом приведенных определений представим функциональную модель процесса сегментации рынка пользователей в виде этапов, представленных на рисунке.

В качестве исходных данных используются паспорт программного продукта и реестр предприятий промышленного рынка. Выходными данными процесса являются состав и параметры целевых рынков потребителей.

Выбор переменных сегментирования

В настоящее время нет каких-либо рекомендаций по набору переменных сегментирования при выделении целевых рынков. В данном случае на основе анализа литературы [1–3] и с учетом специфики ПП как промышленного товара предлагается использовать для сегментирования рынка потребителей следующий набор переменных.

Сегментация по географической переменной представляет собой разделение рынка исходя из территориального месторасположения потенциального потребителя на основе разделения на регионы (федеральный округ, область, город) и/или на городскую и сельскую местности. Разбиение

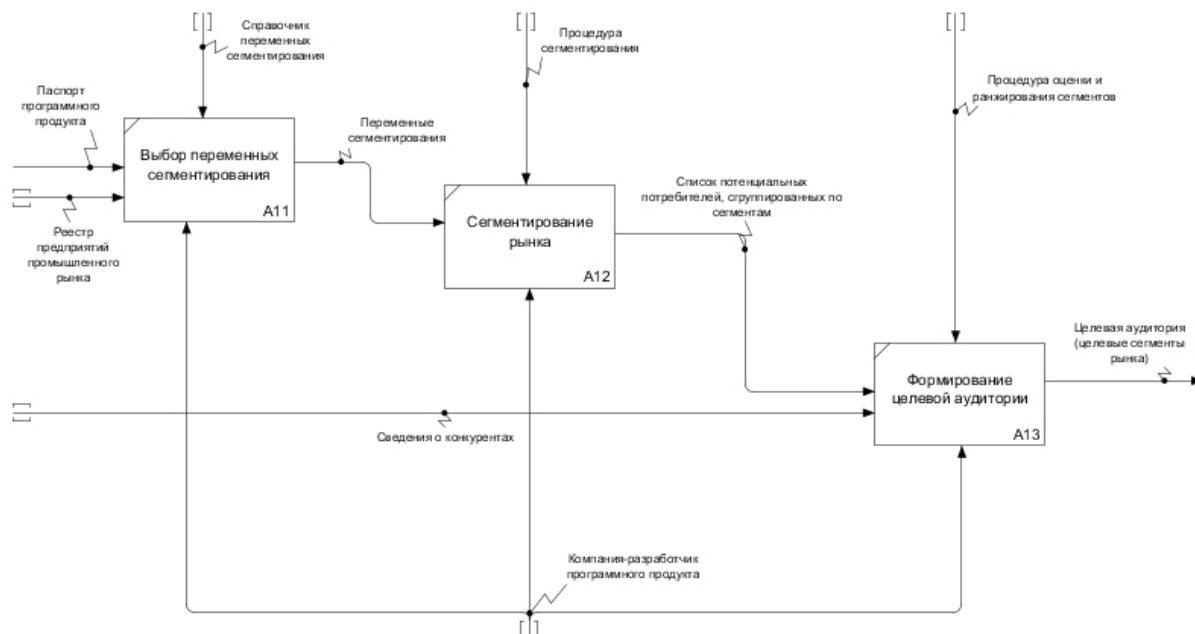


Рис. 1. Функциональная модель сегментирования рынка пользователей

рынка осуществляется с учетом пожеланий и возможностей разработчика, его ресурсов и состава предоставляемых им услуг. Сегментация по этой переменной влияет на выбор каналов продвижения, ценовую политику, способы поставки и сопровождения ПП.

Сегментация по отраслевой принадлежности позволяет отнести потенциальных покупателей ПП к одной из отраслей экономики. При этом крайне важно учитывать уровень развития информационных технологий в данной отрасли, специфику предлагаемого программного продукта. Принадлежность предприятия-потребителя к конкретной отрасли определяет ценовую политику, состав предлагаемых услуг и стратегию продвижения.

Сегментация по форме собственности (государственная, частная, иностранных государств) влияет на способы организации продаж, сопровождения и ценовую политику.

Сегментация по переменной, характеризующей размер компании-потребителя, предполагает разбиение рынка в зависимости от таких показателей, как количество структурных подразделений и численность сотрудников, на следующие сегменты: малая, средняя, крупная. Сегментация по этим показателям обеспечивает сопоставимость требований потребителя с программно-техническими возможностями ПП,

а также позволяет подобрать приемлемые схемы поставки и сопровождения ПП.

Сегментация потребителей по составу запрашиваемых услуг (поставка, обучение, внедрение, сопровождение) и способам их оплаты (предоплата, оплата по факту, оплата в рассрочку, абонентская плата за использование ПП, приобретение лицензии и т. д.) позволяет разработчикам выстраивать различные стратегии работы с клиентами, исходя из финансовых выгод и сроков оказания услуг.

Сегментация рынка потребителей по переменной ИТ-потенциала потребителя (низкий, средний, высокий) позволяет оценить степень готовности предприятия к приобретению и использованию ПП. В качестве параметров, отражающих сущностное содержание переменной, могут использоваться следующие: количество компьютеров, доступ в Интернет, опыт внедрения ПП, текущие затраты на информационно-коммуникационную инфраструктуру, численность ИТ-специалистов.

При выборе переменных сегментирования промышленного рынка рекомендуется соблюдать следующие требования [4]:

- 1) переменная должна быть измеримой в одной из возможных шкал измерения (шкале наименований, порядка или интервалов) и простой в использовании;
- 2) переменная сегментирования должна быть



релевантна для значительной по объему группы потребителей, т. е. выбранная характеристика должна иметь отношение к нескольким потребителям и их особенностям, определяющим реакцию на маркетинговые стратегии. Таким образом, выделяемые сегменты должны быть достаточно крупными, чтобы заслуживать внимания, и в достаточной степени различающимися, чтобы оправдывать использование различных маркетинговых стратегий;

3) выбранная переменная должна иметь непосредственное отношение к маркетинговой стратегии. Выявленные различия потребителей определяются их предпочтениями и покупательским поведением.

Сегментирование рынка

В литературе по маркетингу [1–4] множество методов сегментирования представлено двумя группами:

1) неформализованные эвристические процедуры сегментирования, основанные на знании и опыте практических маркетологов;

2) формальные процедуры сегментирования, использующие математические методы многомерной классификации.

Все *неформализованные эвристические процедуры* сегментирования рынка основаны на последовательном разбиении покупателей на сегменты в соответствии с используемыми переменными сегментирования. На первом этапе выделяются наиболее значимые переменные сегментирования, все множество объектов рынка разбивается на определенное количество сегментов в зависимости от фактического значения выбранной переменной рассматриваемого объекта. Затем выбирается другая, значимая для конкретной ситуации, переменная и происходит разделение уже выделенных сегментов на более мелкие составляющие. Сегменты должны быть достаточно большими для обеспечения необходимого уровня продаж. При оценке величины сегмента потребителей ПП необходимо учитывать специфику самого продукта, а также возможности компании-разработчика по обслуживанию определенного количества потребителей.

Классическими процедурами неформального подхода к сегментированию рынка являются *двухэтапный* и *«гнездовой» методы*.

Двухэтапный метод состоит из макросегментирования и микросегментирования и учитывает

покупательское поведение компаний промышленного рынка, представляющее собой уникальное сочетание индивидуальной мотивации в процессе принятия решения и организационных процессов в контексте структуры, задач и технологий организации закупки. При этом в литературе не приводится каких-либо рекомендаций по поводу вида переменных и последовательности их использования.

«Гнездовой» метод основан на использовании определенной последовательности переменных сегментирования: демографических характеристик, операционных переменных, способах организации совершения закупок, ситуационных факторов и личных характеристик.

В основе *формализованных процедур* сегментации рынка потенциальных пользователей лежат методы *многомерной классификации объектов*. В один класс объединяются потребители, сходные между собой по характерным для каждого из них типам потребительского поведения. Степень сходства у потребителей, принадлежащих к одному классу, должна быть выше, чем степень сходства у потребителей, принадлежащих к разным классам.

В основе методов многомерного анализа лежит понятие «многомерный объект» – статистическая единица, описываемая набором значений переменных (признаков) – $x_i = \{x_{is}\}$, $s = 1, k$. Каждый признак $s = 1, k$ имеет определенное множество значений. Мера сходства (близости) между объектами определяется как расстояние между точками многомерного пространства. Если переменные сегментирования описываются количественными параметрами, степень сходства (расстояние) между объектами вычисляется по формуле взвешенного евклидова расстояния:

$$\rho(x_i, x_j) = \sqrt{\sum_{s=1}^k d_s (x_{is} - x_{js})^2}, \quad (1)$$

где d_s – коэффициент, определяющий вес (значимость) s -го признака.

Если же переменные сегментирования описываются в *шкале наименований*, когда каждый признак $s = 1, k$ принимает одно из значений «да» или «1» (когда свойства сравниваемых объектов по определенному признаку прямо противоположны) либо «нет» или «0» (при совпадении этих свойств), то расстояние между двумя объектами следует определять по формуле Хемминга:

$$\rho(x_i, x_j) = \sum_{s=1}^k |x_{is} - x_{js}|. \quad (2)$$

Как следует из выражения (2), расстояние между двумя объектами, описываемыми в двоичном пространстве, равно количеству несовпадений значений соответствующих признаков в рассматриваемой паре (x_i, x_j) .

С учетом изложенного выше математическую модель сегментирования рынка потребителей можно представить следующим образом. Рынок потенциальных потребителей представлен совокупностью объектов $X = \{x_1, \dots, x_i, \dots, x_n\}$, каждый объект описывается k -признаками (переменными сегментирования). В один класс необходимо объединить потребителей, сходных между собой по ряду признаков. Требуется определить матрицу $X = \|x_{ij}\|$ $i = \overline{1, n}$, $j = \overline{1, m}$ и распределить множество потенциальных пользователей X на m непустых непересекающихся подмножеств так, чтобы минимизировать целевую функцию

$$Z(R(X)) = \min_{R_i \in R(X)} Z(R) = \sum_{j=1}^m \sum_{x_i, x_j \in R_i} p(x_i - x_j) \quad (3)$$

при выполнении следующей системы ограничений:

$$\sum_{m=1}^n (Y_m \sum_{j=1}^m x_{ij}) = 1, \quad i = \overline{1, n}, \quad (4)$$

$$\sum_{i=1}^n x_{ij} \geq N, \quad j = \overline{1, m}, \quad \sum_{m=1}^n Y_m = m, \quad (5)$$

$$\sum_{m=1}^n Y_m = 1, \quad (6)$$

$$x_i = \{0; 1\}, y_m = \{0; 1\}, \quad (7)$$

где

$$x_{ij} = \begin{cases} 1, & \text{если } i\text{-й объект относится к } j\text{-му сегменту;} \\ 0 & \text{в противном случае;} \end{cases}$$

$$y_m = \begin{cases} 1, & \text{если разбиение ведется на } m \text{ сегментов;} \\ 0 & \text{в противном случае.} \end{cases}$$

Ограничения (4)–(6) означают соответственно, что каждый объект относится к одному из сегментов, каждый сегмент содержит не менее N потенциальных потребителей, число сегментов принимает одно из возможных значений $\{1, 2, \dots, m\}$.

Математическая модель (3)–(7) относится к задаче булевого программирования большой размерности, для решения которой можно использовать одну из известных эвристических процедур многомерной классификации объектов: «Себе-стиан», «Форель-1» [5].

Формирование целевой аудитории

Отбор потенциальных потребителей (целевых сегментов рынка) которые с наибольшей вероятностью приобретут программный продукт, производится на основе вычисления оценки привлекательности каждого из выделенных сегментов рынка и выбора для освоения одного или нескольких из них.

В данном случае привлекательность сегмента рынка предлагается определить как некоторую функцию от следующих характеристик сегмента и программного продукта:

$$P = F(E, K, Z), \quad (8)$$

где E – емкость сегмента рынка; K – конкурентоспособность программного продукта в этом сегменте; Z – затраты на внедрение и техническую поддержку продукта пользователей данного сегмента.

Емкость рынка конкретного сегмента характеризует совокупный платежеспособный спрос (в физических или стоимостных единицах) на программные продукты определенного типа при сложившемся уровне цен потенциальных потребителей. Величина емкости рынка E в физических единицах определяется количеством потенциальных потребителей сегмента. В стоимостных единицах емкость рынка может быть рассчитана следующим образом:

$$E = \sum_{i=1}^C \frac{S_i * M}{C_k}, \quad (9)$$

где M – количество потенциальных потребителей ПП в сегменте; S_i – стоимость услуги по внедрению и технической поддержке ПП i -го конкурента; C_k – количество конкурентов в данном сегменте.

Конкурентоспособность программного продукта как рыночного товара определяется его потребительскими свойствами, отражающими степень удовлетворения потребителей и сравнением его с аналогичными продуктами, представленными на данном сегменте рынка. В [6] все множество характеристик, отражающих уровень конкурентоспособности ПП, предлагается условно разбить на три группы: технические, экономические и потребительские. Каждая из характеристик конкурентоспособности ПП может описываться в виде показателя либо в виде атрибута. Характеристика «показатель» имеет определенную размерность, т. е. может выражаться в виде некоторой количественной оценки. Характеристика «атрибут» име-



ет качественное содержание и может описываться с использованием балльной либо ранговой шкал.

Для оценки технического уровня программных продуктов в соответствии с ГОСТ 28195-89 «Оценка качества программных средств» следует использовать такие показатели и атрибуты: функциональные возможности, надежность, практичность, эффективность, сопровождаемость, мобильность.

Экономическую значимость программного продукта предлагается рассматривать со следующих точек зрения: инвестиционной привлекательности ПП как объекта интеллектуальной собственности, совокупной стоимости владения ПП и эффективности практического применения ПП.

Оценку субъективных потребительских предпочтений ПП необходимо формировать с учетом мнения непосредственных пользователей программного продукта, специалистов ИТ-служб, отвечающих за установку, адаптацию и техническую поддержку программного продукта, руководителей компании [7].

Интегральная оценка конкурентоспособности программного продукта вычисляется для каждой группы показателей отдельно в виде взвешенной суммы отдельных характеристик из этой группы:

$$K = \sum_{i=1}^n d_i Q_i, \quad (10)$$

где d_i – относительная важность влияния i -й характеристики на конкурентоспособность ПП.

Оценка конкурентоспособности по каждой отдельной характеристике производится по формуле

$$Q_i = \frac{p_i}{p_i^k}, \quad i = \overline{1, n}, \quad (11)$$

где Q_i – показатель конкурентоспособности по i -й характеристике; p_i – значение i -й характеристики оцениваемого ПП; p_i^k – значение i -й характеристики k -го продукта конкурента; n – количество характеристик в группе.

Если характеристики ПП описываются в виде атрибутов, то определение количественных значений этих характеристик производится с использованием метода экспертных оценок:

$$p_i = \sum_{j=1}^l x_{ij} / l, \quad i = \overline{1, n}, \quad (12)$$

где x_{ij} – количественная оценка, выставленная j -м экспертом i -й качественной характеристике (атрибута); l – количество экспертов.

Затраты на внедрение и техническую под-

держку Z продукта пользователей данного сегмента могут состоять из следующих компонентов: затрат на продвижение программного продукта потенциальным потребителям сегмента (реклама, PR, стимулирование сбыта, прямой маркетинг и личные продажи), затрат на оказание услуг по внедрению, техническому сопровождению и других сопутствующих услуг.

Оценка привлекательности сегментов и предприятий внутри сегмента производится путем ранжирования по перечисленным выше параметрам.

Ранжирование заключается в упорядочении целевых сегментов по степени их предпочтения отдельно по каждому из параметров привлекательности. Наиболее предпочтительному объекту присваивается ранг, равный единице, второму по предпочтительности – ранг, равный двум и т. д. В случае эквивалентности сегментов по каким-либо параметрам, им назначаются одинаковые ранги, равные среднему арифметическому рангов, присваиваемых одинаковым сегментам. Итоговый ранг каждого из оцениваемых сегментов вычисляется по выражению (13), а выбор наиболее предпочтительного сегмента по выражению (14):

$$R_i = r(E_i) + r(K_i) + r(Z_i), \quad i = \overline{1, m} \quad (13)$$

$$R_i^* = \min_{i \in I} R_i. \quad (14)$$

Окончательное множество целевых сегментов формируется путем последовательного перебора предприятий внутри наиболее приоритетных сегментов и проверки возможностей компании по работе на данном рынке в планируемом периоде времени (проверки ограничений на объемы рынка, который компания способна освоить в данном сегменте). На этом этапе также должно оцениваться наличие каналов коммуникации компании-разработчика с потенциальными потребителями для обеспечения, с одной стороны, информирования потенциальных покупателей о ПП (его характеристиках, стоимости, основных достоинствах и т. п.), с другой, – получения обратной связи. Если мощность компании-разработчика достаточна, предприятие остается в сегменте и происходит переход к выбору очередного предприятия из реестра. В противном случае данный сегмент считается сформированным.

Предложенный подход использован при разработке бизнес-плана по продвижению на про-

мышленный рынок России web-ориентированных геоинформационных технологий формирования и мониторинга электронного генерального плана инженерной инфраструктуры.

Работа выполнена при финансовой поддержке Министерства образования и науки РФ в рамках ФЦП «Исследования и разработки по приоритетным направлениям развития научно-технологического комплекса России на 2007–2013 гг.», госконтракт № 07.524.11.4013.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Котлер, Ф.** Основы маркетинга [Текст] / Ф. Котлер. –М.: Ростинтэр, 1996. –704 с.
2. **Ламбен, Ж.Ж.** Стратегический маркетинг. Европейская перспектива [Текст] / Ж.Ж. Ламбен. –СПб.: Наука, 1996. –589 с.
3. **Энджел, Д.Ф.** Поведение потребителей [Текст]/ Д.Ф. Энджел, Р.Д. Блэкуэлл, П.У. Миниард. –СПб.: Питер, 1999. –768 с.
4. **Уэбстер, Ф.** Основы промышленного маркетинга [Текст] / Ф. Уэбстер. –М.: ИД Гребенникова, 2005. –416 с.
5. **Айвазян, С.А.** Классификация многомерных наблюдений [Текст] / С.А. Айвазян, З.И. Бежаева, О.В. Староверов. –М.: Статистика, 1974. –240 с.
6. **Ехлаков, Ю.П.** Методика оценки конкурентоспособности прикладных программных продуктов [Текст] / Ю.П. Ехлаков, Е.А. Янченко // Бизнес-информатика. –2011. –№ 3. –С. 12–17.
7. **Ехлаков, Ю.П.** Вывод прикладного программного обеспечения на рынок корпоративных продаж: взгляд разработчика [Текст] / Ю.П. Ехлаков // Маркетинг в России и за рубежом. –2009. –№ 4. –С. 45–50.



Информационные и телекоммуникационные технологии в образовании

УДК 004.056:378.1(470.23-25)

В.В. Глухов, П.Д. Зегжда, Е.Б. Маховенко

НАУЧНО-ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЙ КЛАСТЕР – СОВРЕМЕННАЯ ФОРМА ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ

Развитие инновационной стратегии страны диктует высшей школе новые задачи, поскольку критическим ресурсом является наличие квалифицированных кадров. Кадровый кризис особенно чувствителен для так называемых *критически важных отраслей* (транспорт, финансовая сфера, энергетика, связь и оборонная промышленность), нарушение нормального функционирования которых может привести к тяжелым последствиям для экономики и обороноспособности страны и к угрозе жизни людей. С этих позиций фактором, объединяющим эти отрасли, является уязвимость управления при высокой степени информатизации. Учитывая это обстоятельство, рассмотрим возможный подход к решению проблемы повышения эффективности подготовки кадров на примере информационно-телекоммуникационной области и управления экономикой [1].

Спецификой этих областей является высокая динамика (программно-аппаратная платформа обновляется через три–четыре года) и резкая зависимость от механизмов стремительной глобализации, что определяет вектор развития современной экономики. Механизмы финансирования высшей школы не могут обеспечить нужное аппаратное, техническое, мультимедийное обеспечение и тем самым замедляют внедрение современных технологий образования. Очевидно, эти проблемы не могут быть решены только за счет бюджета, поскольку при этом затруднен учет специфики конкретной области, необходимые технологии лабораторного и стендового обеспечения и т. д. Надо также помнить о том, что эти потребности очень трудно планировать ввиду высокой динамики развития отраслей и длительного периода обучения. Выход должен состоять в теснейшем контакте с потребителем кадров – отраслевыми предприятиями, которые должны взять на себя бремя материального обеспечения исходя из своих потребностей.

Подготовка специалистов по информационной безопасности

Традиционно исследованиями в области информационной безопасности и подготовкой соответствующих специалистов занимались военные учебные заведения. Санкт-Петербургский государственный политехнический университет (СПбГПУ) первым в России среди гражданских вузов открыл в 1994 г. на кафедре измерительных информационных технологий специализацию по защите информации. За два года до этого в СПбГПУ был создан Специализированный центр защиты информации в сетях и системах (СЦЗИ), основной задачей которого стало проведение работ в области обеспечения информационной безопасности компьютерных систем и создание практических устройств защиты распределенных вычислительных систем. Потребности общества в специалистах в области защиты информации, широкий спектр изучаемых дисциплин и специфика научной деятельности привели к созданию в 1997 г. на базе СЦЗИ кафедры информационной безопасности компьютерных систем (ИБКС).

Учитывая большую актуальность вопросов информационной безопасности, в рамках ряда образовательных программ в области информационных технологий (программная инженерия, информационные системы и др.) открываются профили подготовки бакалавров и магистерские программы, затрагивающие в той или иной степени вопросы безопасности. Содержание этих программ включает дисциплины, по названию совпадающие с позициями учебного плана направления «Информационная безопасность».

Однако, по нашему мнению, подобная подготовка никак не может быть эквивалентной специализированной подготовке специалистов по информационной безопасности. Обоснование такой позиции состоит в следующем.

1. Информационная безопасность в настоящее время является не подотраслью информационных технологий, а самостоятельным научным направлением со своей методологией, системой теоретических взглядов, доказательной базой и технологией создания программно-аппаратных средств. Конечно, специалист по информационной безопасности в данной области должен в большом объеме владеть методами программирования, знать архитектуры вычислительных средств, но разработчик энергоустановок и специалист по управлению реактором должен владеть этим в не меньшей степени, что не является поводом для объявления энергетики подотраслью информационных технологий.

2. Приобретая все более самостоятельное значение, информационная безопасность становится универсальной областью знаний, и ее проникновение в различные технические сферы порождает специализированные направления в этих отраслях техники. Примером могут служить безопасные системы управления производством SCADA, аналитические системы безопасности бизнеса, безопасные системы управления транспортом и, конечно, системы криптографической защиты. Эти примеры представляют собой междисциплинарные направления, в которых информационная безопасность, независимо от информационных технологий, является важнейшим компонентом как совокупность методов и средств с доказательным обеспечением важнейших свойств конфиденциальности и надежности функционирования. Доказательность этого обеспечения является отличительной особенностью информационной безопасности как самостоятельной отрасли научных знаний.

3. Из изложенного выше следует, что такие общеобразовательные дисциплины, как методы программирования, системы управления базами данных, операционные системы содержательно должны отличаться от аналогичных для смежных областей. Основная специфика состоит в реализации тезиса «надежность безопасности проверяется только ее взломом». Поэтому при изучении перечисленных дисциплин необходимо уделить внимание механизмам нарушения функционирования системы, что открывает для специалиста по информационной безопасности новые требования, приемы, технологии создания надежных систем защиты. Точное осознание того, что средства обеспечения информационной безопасности имеют собственную конечную устойчивость, позволяет специалисту по-новому подойти

к проблеме создания систем, для которых безопасность – важнейшее качество. Такие системы принято называть *критическими*, и их безопасность не может быть достигнута модификацией традиционных решений. Защищенность не может быть внесенным извне, дополнительным свойством. Развивается технология построения специализированных, изначально защищенных, систем, свойство безопасности которых заложено в них на уровне архитектурно-системных решений. Отсюда возникло направление специальных технологий критических безопасных систем в области обороны, связи, энергетики. И создавать их будут коллективы специалистов, среди которых ведущую роль должны играть профессиональные специалисты по информационной безопасности, прошедшие непрерывную подготовку в полном объеме учебного плана специалиста.

Указанные причины отмечают и профессионалы в области информационной безопасности, и специалисты в области информационных технологий, имеющие дополнительную подготовку по ряду дисциплин, связанных с безопасностью.

Сказанное, конечно, не отменяет возможность существования профилей бакалавров по другим направлениям, предусматривающим изучение отдельных дисциплин по информационной безопасности, однако основная задача этих специалистов, наверно, должна ограничиваться эксплуатацией соответствующих систем в защищенном исполнении, проектировать, создавать и испытывать которые должны профессионалы, получившие специальную подготовку.

Предлагаемая схема организации учебного процесса на базе кафедры ИБКС СПбГПУ в полной мере соответствует этим требованиям.

В настоящее время кафедра ИБКС является базовой в подготовке кадров в области обеспечения информационной безопасности современных распределенных вычислительных систем и систем телекоммуникаций в Северо-Западном федеральном округе Российской Федерации. Кафедра реализует образовательные программы по специальностям (с квалификацией выпускника «специалист»): 090301 «Компьютерная безопасность», 090303 «Информационная безопасность автоматизированных систем» и 090305 «Информационно-аналитические системы безопасности», а также по направлению 090900 «Информационная безопасность» подготовки бакалавров (профиль «Безопасность компьютерных систем») и магистров (программа «Математические методы компьютерной безопасности»).

Распространение математических, в т. ч. криптографических методов защиты информации, а также необходимость формализации и анализа средств защиты информации привели к тому, что в учебный план была включена специализация «Математические методы защиты информации» специальности 090301 «Компьютерная безопасность». Потребность в специалистах-математиках возникает при решении задач, связанных с построением и доказательным анализом качества защищенных операционных и информационных систем; организацией и разработкой средств защиты от разрушающих программных воздействий; анализом, разработкой и применением криптографических методов защиты информации, а также созданием методов и средств сертификационных испытаний.

По причине повсеместной распространенности мобильных устройств и технологий чрезвычайно актуализируется проблема обеспечения безопасности в данной сфере информатизации общества. Традиционные технологии компьютерной безопасности в большинстве случаев неприменимы для мобильных устройств и сред в силу характерных особенностей мобильных технологий. Несмотря на глобальный финансовый кризис, рынок мобильных устройств стремительно растет, в т. ч. и в России. Осознавая проблемы мобильной информационной безопасности, все развитые государства приступают к развитию соответствующих технологий. Нахождение в равных начальных условиях в данной ИТ-сфере позволяет российским специалистам воспользоваться уникальной возможностью и реализовать технологическое соперничество и конкурентоспособность. Однако недостаток имеющихся в данный момент экспертов в рассматриваемой области компьютерных технологий не позволяет судить об адекватности предпринимаемых мер. В связи с этим чрезвычайно актуальной видится подготовка специалистов в области современных технологий мобильной информационной безопасности в рамках специализации «Безопасность программного обеспечения мобильных систем» специальности 090301 «Компьютерная безопасность».

Одним из ключевых элементов, оказывающих воздействие на рынок информационно-телекоммуникационных технологий, является повышение быстродействия телекоммуникационного и вычислительного оборудования. Необходимо отметить, что ресурсы традиционного повышения быстродействия за счет уменьшения размера полупроводниковых элементов уже практически

исчерпаны. Но есть очень мощный и пока мало задействованный массовыми пользователями фактор, позволяющий радикально повысить быстродействие средств информационно-коммуникационных технологий, – распараллеливание вычислений и коммутации пакетов. В этом контексте особенно актуальными становятся разрабатываемые на кафедре ИБКС в настоящее время дисциплины для подготовки специалистов по специализациям «Безопасность высокопроизводительных вычислительных систем» и «Безопасность распределенных компьютерных систем» в рамках специальности 090301 «Компьютерная безопасность».

Студенты специальности 090303 «Информационная безопасность автоматизированных систем» ориентированы на решение проблем, связанных с построением, исследованием и эксплуатацией систем и технологий обеспечения информационной безопасности автоматизированных систем, в т. ч. обеспечением комплексной безопасности распределенных информационных систем, а также безопасностью и программным обеспечением мобильных систем. Объектами профессиональной деятельности выпускников являются: автоматизированные системы, функционирующие в условиях существования угроз в информационной сфере и обладающие информационно-технологическими ресурсами, подлежащими защите; информационные технологии, формирующие информационную инфраструктуру в условиях существования угроз в информационной сфере и задействованные информационно-технологические ресурсы, подлежащие защите; технологии обеспечения информационной безопасности автоматизированных систем; системы управления информационной безопасностью автоматизированных систем. Направленность научной деятельности кафедры нашла отражение в содержании дисциплин специализации «Анализ безопасности компьютерных систем», читаемых студентам данной специальности на старших курсах.

В 2011 г. на кафедре впервые в Российской Федерации осуществлен набор на новую специальность 090305 «Информационно-аналитические системы безопасности». Подготовка по данной специальности подразумевает не только традиционно глубокое изучение теоретических основ компьютерной безопасности и программирования, но и освоение специальных глав математической статистики, основ финансового права и финансового мониторинга, систем электронного документооборота и платежных систем, что дела-

ет выпускников востребованными в области разработки защищенных систем финансового мониторинга, систем автоматизированной обработки информации и т. д. Специальность открыта при поддержке Межрегионального управления Федеральной службы по финансовому мониторингу по Северо-Западному федеральному округу.

Студенты всех специальностей получают серьезную подготовку по математической логике и теории алгоритмов, алгебре и теории чисел, системному анализу, основам искусственного интеллекта, приобретают базовые знания по теории и практике обеспечения безопасности основных информационных объектов: операционных систем, вычислительных сетей, систем управления базами данных. Глубокие профессиональные знания закладываются при изучении таких дисциплин, как языки и методы программирования, теоретические основы компьютерной безопасности, криптографические методы защиты информации, программно-аппаратные средства обеспечения информационной безопасности.

Помимо глубокой теоретической подготовки студенты овладевают практическими навыками системного программирования, администрирования безопасности систем, работы с телекоммуникационными системами. Учебные классы оборудованы современными техническими средствами, в т. ч. корпоративным сервером и локальной сетью персональных компьютеров, имеющих выход в Интернет. На компьютерах установлены основные средства разработки и поддержки программных продуктов и необходимые для обучения прикладные программные пакеты. Специализированные учебные классы и лаборатории предназначены для проведения исследовательских работ студентами старших курсов, дипломами и аспирантами.

Интеграция вузов и ИТ-компаний как способ повышения качества образования

Решение задач подготовки специалистов в такой наукоемкой области, как защита информации, была бы невозможной без тесной связи кафедры ИБКС с рядом ведущих государственных структур и промышленных компаний. Партнерами кафедры ИБКС ФГБОУ «СПбГПУ» являются:

- Центр безопасности связи при Президенте РФ;
- Управление ФСБ России по Санкт-Петербургу и Ленинградской области;
- Филиал ФГУП «НТЦ «Атлас» в Санкт-

Петербурге и Ленинградской области;

- Северо-Западное таможенное управление;
- Санкт-Петербургская валютная биржа;
- ЗАО «Региональный центр защиты информации» – разработка средств и систем криптографической защиты информации;
- РКСС – производство доверенного телекоммуникационного и ИТ-оборудования;
- НИТА – разработка информационных технологий в авиации;
- ФГУП НПО «Импульс» – исследование, разработка, производство информационно-управляющих систем;
- Digital Security – комплексный аудит информационной безопасности;
- Reksoft – ИТ-консалтинг, проектирование, разработка, тестирование и поддержка программного обеспечения;
- Dr. Web – разработка средств антивирусной защиты;
- IBM – производство и поставка аппаратного и программного обеспечения, ИТ-сервисов и консалтинговых услуг;
- LGERP, LG Electronics Inc. – разработка и поддержка программных решений и платформ, разработка платформ для графических и пользовательских интерфейсов, создание и разработка мобильного контента;
- EMC – ведущий мировой разработчик и поставщик технологий и решений для информационных инфраструктур;
- Alcatel-Lucent – комплексные решения в области передачи данных;
- Crossbeam RT – высокопроизводительные системы безопасности сети;
- Cisco – мировой лидер в области сетевых технологий, предназначенных для сети Интернет;
- OpenWay Group – программные решения для обработки финансовых транзакций;
- Quest Software – разработка, внедрение и сопровождение сетевого программного обеспечения;
- JET Infosystems – системная интеграция, производство средств защиты информации;
- LANCK – системная интеграция, телекоммуникационные технологии.

15-летний опыт кафедры показывает, что обеспечение должного качества учебного процесса было бы невозможно без содружества с промышленными организациями, которые, явля-

ясь потребителями выпускаемых специалистов, оказывают существенную поддержку, формируя требования к содержанию курсов, определяя наиболее актуальные направления тем дипломных и курсовых работ, предоставляя места для прохождения практики и расширяя техническую базу кафедры [2]. Можно считать, что интеграция вузов и ИТ-компаний является мощным механизмом поддержания и совершенствования подготовки специалистов высокого качества, преимуществами которого являются:

- повышение потребительского качества образования путем учета требований работодателей;
- сокращение срока адаптации специалистов;
- модернизация учебного процесса и приближение к процессу производства;
- возможность планирования кадровой политики;
- соблюдение баланса между фундаментальной и прикладной составляющими образования;
- регулирование миграции кадров;
- возможность адаптации учебных планов;
- эффективность подготовки кадров высшей квалификации;
- финансовая поддержка вузов и учебного процесса.

Такая интеграция формирует новые подходы к оценке качества образования. С одной стороны, для вуза основными традиционно являются нормативные критерии оценки (соответствие стандартам, контроль успеваемости, независимое тестирование). С другой стороны, важную роль приобретают потребительские критерии, отражающие реальный спрос на выпускников по данной специальности и перспективы их трудоустройства.

Взаимодействие с организациями-работодателями, требования современного рынка информационных услуг и опыт научной деятельности привел к созданию на кафедре специализированных лабораторий: безопасности операционных систем, безопасности распределенных систем и коммуникаций, обнаружения атак и вторжений, контроля и адаптивного управления информационной безопасностью, анализа безопасности программного обеспечения и сетевых протоколов, криптографических систем защиты информации и криптоанализа, безопасности высокопроизводительных вычислений на платформе IBM, безопасности облачных вычислений и грид-систем.

Помимо непосредственного участия в учебно-методической деятельности, сотрудники этих лабораторий ведут научно-исследовательские работы, к выполнению которых привлекаются

студенты и аспиранты. Здесь можно выделить следующие направления: анализ безопасности прикладного и системного программного обеспечения; проектирование архитектуры информационной безопасности; анализ и разработка безопасных информационных систем и сетевых решений, в т. ч. для корпоративных сетей, подключенных к сети Интернет; восстановление работоспособности локальных сетей в случае нарушения их безопасности; восстановление информации, потерянной в результате действий компьютерных вирусов или сбоев; обнаружение и предотвращение удаленных атак.

Это позволяет при постановке учебных курсов опираться на самые последние достижения в области технологий обеспечения безопасности компьютерных систем (табл.). Решения, полученные в ходе научных исследований, внедряются в учебный процесс, что позволяет студентам почувствовать практическую значимость их подготовки и сокращает период адаптации выпускников.

Научно-образовательный кластер

Творческое объединение подразделений Университета, организаций-работодателей и структур, заинтересованных в качественной разносторонней подготовке специалистов, способных решать актуальные задачи обеспечения безопасности ИТКС, назовем *научно-образовательным кластером*.

В СПбГПУ такой кластер, сформированный в результате многолетнего сотрудничества подразделений Университета, государственных служб и ведущих ИТ-компаний, состоит из трех основных компонентов (см. рис.).

1. Собственно образовательный кластер, непосредственно осуществляющий подготовку специалистов в подразделениях СПбГПУ. В эту группу входят:

- кафедра ИБКС, реализующая образовательные программы по перечисленным выше направлениям;

- кафедра экономики и менеджмента недвижимости и технологий (ЭМНТ) факультета экономики и менеджмента, участвующая в формировании и реализации основной образовательной программы по специальности «Информационно-аналитические системы безопасности»;

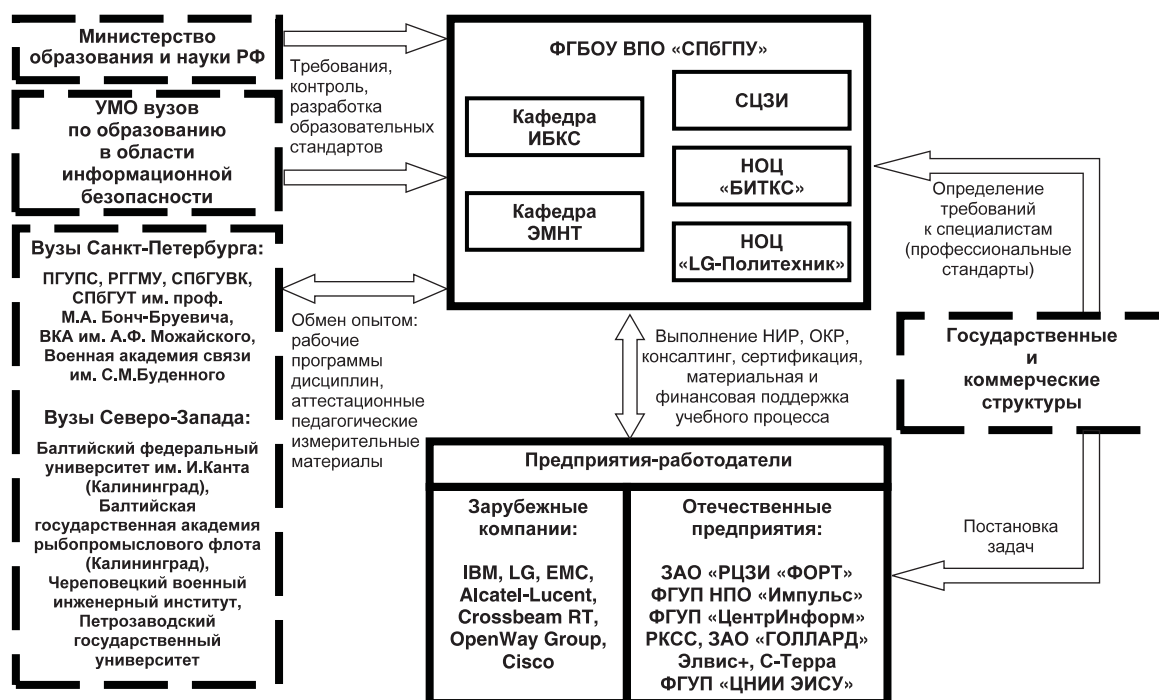
- СЦЗИ и входящий в него научно-образовательный центр безопасности информационно-телекоммуникационных систем (НОЦ «БИТКС»), ведущий научно-исследовательские работы и

Учебные дисциплины и научные разработки кафедры ИБКС

Учебная дисциплина	Направления исследований и разработок
Безопасность операционных систем	Анализ механизмов безопасности операционных систем Разработка защищенных операционных систем специальной архитектуры
Теория и системы управления информационной безопасностью	Разработка защищенных информационных систем, серверов хранения конфиденциальной информации, защита серверов баз данных
Безопасность программного обеспечения	Разработка методик и инструментария статического и динамического анализа поведения программ
Теория обнаружения вторжений	Разработка систем обнаружения атак
Основы информационной безопасности	Разработка методов анализа и оценки реализации политики безопасности

опытно-конструкторские разработки по заказам внешних организаций и непосредственно взаимодействующий с регуляторами всех работ в области защиты информации – ФСБ РФ и ФСТЭК РФ, включая соблюдение условий лицензирования и выполнения стандартов и требований, предъявляемых к системам информационной безопасности, а также НОЦ «LG-Политехник», курирующий подготовку по специализации «Безопасность программного обеспечения мобильных систем».

2. Отечественные и зарубежные организации – потенциальные работодатели, поддерживающие учебный процесс и являющиеся основными потребителями выпускников, а также структуры и организации, представляющие ФСБ РФ и ФСТЭК РФ как на региональном (Управление по Санкт-Петербургу и Ленинградской области), так и на федеральном (Центр безопасности связи, Центр сертификации) уровне. Взаимодействие с ними состоит в получении и выполнении требо-



Научно-образовательный кластер и его связи с внешними структурами

ваний к работам по обеспечению информационной безопасности и контроля со стороны обозначенных структур. В ряде случаев эти структуры являются непосредственными заказчиками работ и потребителями кадров, в т. ч. в рамках целевой подготовки. С практической точки зрения для СПбГПУ основное значение в этой группе имеют организации (региональные и федеральные), а также иностранные компании, являющиеся заказчиками с позиции как выполнения НИР и ОКР, так и определения требований к подготовке специалистов в рамках специализаций, специальных курсов, тематики выпускных работ. Практически это регулируется соглашениями между СПбГПУ и организациями-разработчиками, определяющими порядок отбора специалистов, требования к ним, условия поддержки материально-технической базы кафедры, долю участия сотрудников предприятий и организаций в учебном процессе, создание заказных специальных курсов, обновление лабораторного и методического обеспечения.

3. Совокупность образовательных структур, объединенная под эгидой учебно-методического объединения (УМО) вузов по образованию в области информационной безопасности на базе Института криптографии, связи и информатики Академии ФСБ России. В эту группу входят вузы Санкт-Петербурга и основных городов Северо-Западного региона, ведущие подготовку в области информационной безопасности. По решению УМО и фактически сложившемуся положению СПбГПУ является головным вузом, представляющим УМО. Взаимодействие участников этой группы состоит в совместной разработке стандартов высшего профессионального образования, совершенствовании и согласовании образовательных программ, разработке оценочных материалов, реализации компетентностного подхода.

Объединяя эти три составляющие, СПбГПУ вынужден, с одной стороны, соблюдать требования образовательных стандартов и решений УМО, а, с другой – реализовывать региональный компонент, подчиняя его запросам предприятий-работодателей. Очевидно, что поддержка со стороны потребителей кадров полностью определяется выполнением их требований, но это же позволяет постоянно обновлять процесс подготовки, согласуя его с современными технологиями и необходимостью в информационном профессиональном содружестве. С точки зрения авторов, такой механизм взаимодействия является единственно возможным для обеспечения требуемого каче-

ства подготовки специалистов, актуализации образования с учетом модернизации ИТ-сферы при стабильной материально-технической поддержке учебного процесса, постоянного повышения квалификационного уровня преподавателей. Это позволяет учесть потребность организаций-потребителей и соблюсти требования образовательных стандартов. Хотя в ряде случаев для решения задач предприятий достаточно подготовки на уровне бакалавров, основная потребность может быть удовлетворена подготовкой специалистов.

Непрерывная подготовка в течение 5 (или 5,5) лет позволяет освоить теоретические положения и приобрести навыки профессионала, особенно учитывая возможности метода погружения, когда студент на старших курсах участвует в выполнении НИР и ОКР и проходит практику на предприятии, где ему предстоит работать.

Более углубленная магистерская подготовка позволяет обеспечить процесс воспроизводства преподавательского состава (с учетом обучения в аспирантуре), а также восполняет потребность ряда отраслевых НИИ. Особенно важным в этом случае является гибкое развитие специализаций и магистерских программ, которые должны быть подчинены потребностям современных информационно-телекоммуникационных технологий и задачам глобальной информатизации государства, экономики, промышленности и обеспечения обороноспособности. Это подтверждается и распоряжением Правительства РФ от 3 ноября 2011 г. № 1944-р, согласно которому направления подготовки бакалавров, магистров и специалистов в области информационной безопасности, а также специальность научных работников 05.13.19 «Методы и системы защиты информации, информационная безопасность» включены в «Перечень направлений подготовки (специальностей) в образовательных учреждениях высшего профессионального образования, специальностей научных работников, соответствующих приоритетным направлениям модернизации и технологического развития российской экономики».

Организация подготовки специалистов в форме научно-образовательного кластера способствует удовлетворению требований конечного потребителя кадров. Понятие целевой подготовки появилось именно из этой схемы, преимущество которой – возможность организации ряда обратных связей и построение эффективного управления качеством образования.

Управляющим фактором в данном случае является:

диктуемое предприятием количество специалистов, а также перечень и объем специальных дисциплин;

квалификация и направленность узкой специализации преподавателей;

техническое и программное обеспечение, определяющее уровень подготовки обучающихся;

уровень материально-технической поддержки образовательного процесса, включая оборудование, ремонт и обслуживание аудиторий.

Устойчивость данного подхода обусловлена возможностью достижения следующих целей для каждого из участников процесса.

1. Основной участник – студент, обучение которого осуществляется методом погружения в процесс разработки, испытаний или эксплуатации программно-аппаратных средств защиты информации:

приобретает умение ставить и решать актуальные задачи и реально ощущает достигнутый результат;

приобретает навыки работы с современными системами, знает их достоинства и недостатки, что определяет его готовность к разработке новых методов и технологий;

значительно большее время (по сравнению с традиционными формами обучения) общается с преподавателями, что позволяет говорить об индивидуальном обучении и существенно влияет на желание продолжить образование в аспирантуре или смежных областях;

обеспечивает себе гарантированное трудоустройство, которое определяется как договорными отношениями с предприятиями-разработчиками, так и контактами с заказчиками НИР и ОКР.

2. Учебное заведение и профессорско-преподавательский состав. Создаваемый учебный

процесс и его качество получают дальнейшее развитие с учетом следующих факторов:

возможности поднятия программно-технического обеспечения учебных дисциплин на современный уровень;

постоянного обновления содержания дисциплин, поддержки самых передовых технологий, знакомства студентов с актуальными проблемами, что особенно важно для столь динамично меняющейся области, как информационная безопасность;

личной мотивации преподавателей в обновлении курсов и расширенной работе со студентами за счет выполнения НИР и ОКР;

возможности расширения лабораторной базы и решения задач обслуживания за счет поддержки организаций-потребителей кадров.

3. Организации-работодатели получают возможность расширить производство и повысить конкурентоспособность за счет решения следующих задач:

возможности планирования притока кадров узкой специализации;

перенесения ряда работ на базу вуза путем заказа НИР и ОКР, что позволяет не только использовать высококвалифицированных ученых, но и является экономически выгодным;

приобретения дешевой рабочей силы на период практики студентов;

переноса ряда частных задач в вуз в качестве тем выпускных работ, что не требует затрат;

формирования «заказных» дисциплин для повышения квалификации сотрудников. Затраты на реализацию этих факторов быстро оправдываются;

возможности планировать соотношение приема подготавливаемых бакалавров, специалистов и магистров.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Васильев, Ю.С.** Информационная безопасность. Развитие научно-исследовательских работ и подготовка кадров в Санкт-Петербургском государственном политехническом университете [Текст] / Ю.С. Васильев, П.Д. Зегжда. –СПб.: Изд-во СПбГПУ, 2005. –187 с.

2. **Васильев, Ю.С.** Информационная безопасность. Опыт научно-исследовательских работ и подготовки кадров в Санкт-Петербургском государственном политехническом университете [Текст] / Ю.С. Васильев, П.Д. Зегжда, Е.Б. Маховенко. –СПб.: Изд-во Политехнического ун-та, 2012. –306 с.



СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

КОНТАКТНЫЕ ДАННЫЕ

БАРАКСАНОВ Дмитрий Николаевич – аспирант кафедры автоматизации обработки информации Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники.

634050, г. Томск, пр. Ленина, д. 40. Тел. +7(3822)70-15-57, e-mail: bdn@tusur.ru

БЕЛЯЕВ Сергей Юрьевич – доцент кафедры прикладной математики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, кандидат технических наук.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. Тел. +7(812)552-61-76, e-mail: talalovoleg@gmail.com

БЕНКЕВИЧ Вадим Тимурович – аспирант кафедры прикладной математики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. Тел. +7(812)552-61-76, e-mail: talalovoleg@gmail.com

БОГАЧ Наталья Владимировна – доцент кафедры измерительных информационных технологий Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, кандидат технических наук.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 21. E-mail: bogach@nm.ru

БУРДАКОВ Сергей Федорович – профессор кафедры механики и процессов управления Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, доктор технических наук.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. Тел. +7(812)552-77-78, e-mail: control2@compmech.spbstu.ru

ГЛАГОЛЕВ Сергей Николаевич – ректор Белгородского государственного технологического университета имени В.Г. Шухова, доктор экономических наук, профессор.

308012, г. Белгород, ул. Костюкова, д. 46

ГЛУХИХ Михаил Игоревич – доцент кафедры компьютерных систем и программных технологий Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, кандидат технических наук.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 21. Тел. +7(812)297-42-18, e-mail: glukhikh@kspt.ftk.spbstu.ru

ГЛУХОВ Владимир Викторович – проректор по организационной и экономической деятельности Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, доктор экономических наук, профессор.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. Тел. +7(812)552-75-13, e-mail: vicerector.me@spbstu.ru

ГУЗЕНКО Константин Викторович – доцент кафедры радиофизики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, кандидат физико-математических наук.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. Тел. +7(812)552-62-00, e-mail: edu.dep@spbstu.ru

ДЕНИСОВ Юрий Александрович – аспирант кафедры информационных систем Камчатского государственного технического университета, главный специалист-эксперт Северо-Восточного территориального управления Федерального агентства по рыболовству.

683003, г. Петропавловск-Камчатский, ул. Ключевская, д. 3. E-mail: dy77@ya.ru

ДИКИЙ Дмитрий Валерьевич – доцент кафедры радиофизики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, кандидат физико-математических наук.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. Тел. +7(812)552-96-78, e-mail: diwil@mail.ru

ДИМАКИ Андрей Викторович – доцент кафедры электронных средств автоматизации и управления Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, кандидат технических наук.

634050, г. Томск, пр. Ленина, д. 40. Тел. +7(3822)90-01-73, e-mail: dav18@yandex.ru

ДУБИНИН Дмитрий Владимирович – доцент кафедры радиоэлектроники и защиты информации Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, кандидат технических наук.

634050, г. Томск, пр. Ленина, д. 40. Тел. +7(3822)53-30-77, e-mail: dima@info.tusur.ru

ЕВТУШЕНКО Сергей Алексеевич – студент Камчатского государственного университета имени Витуса Беринга.

683032, г. Петропавловск-Камчатский, ул. Пограничная, д. 4. E-mail: warpdron@mail.ru

ЕГОРОВ Игорь Валерьевич – студент кафедры компьютерных систем и программных технологий радиофизики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 21. Тел. +7(812)297-42-18

ЕХЛАКОВ Юрий Поликарпович – проректор по информатизации и управлению Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, доктор технических наук, профессор.

634050, г. Томск, пр. Ленина, д. 40. Тел. +7(3822)53-24-20, e-mail: ure@tusur.ru

ЖАРЫЙ Сергей Викторович – научный сотрудник лаборатории безопасных биомедицинских технологий Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники.

634050, г. Томск, пр. Ленина, д. 40. Тел. +7(3832) 41-34-26, e-mail: sergey.zhary@gmail.com

ЗАБОРОВСКИЙ Владимир Сергеевич – заведующий кафедрой телематики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, доктор технических наук, профессор.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. E-mail: vlad@neva.ru

ЗЕГЖДА Петр Дмитриевич – заведующий кафедрой информационной безопасности компьютерных систем Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, доктор технических наук, профессор.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. Тел. +7(812)552-76-32, e-mail: zeg@ibks.ftk.spbstu.ru

КОЛЧАНОВ Максим Олегович – магистрант Пермского национального исследовательского политехнического университета.

614990, г. Пермь, Комсомольский пр., д. 29. E-mail: olga@pstu.ru

КРИКУН Татьяна Сергеевна – студентка факультета технической кибернетики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 21. Тел. +7(812)297-42-18

КРУТОВ Иван Андреевич – студент кафедры радиофизики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. Тел. +7(812) 552-96-78, e-mail: ASCher@radio.rphf.spbstu.ru

КРУТОЛАПОВ Александр Сергеевич – заместитель начальника Института дополнительного профессионального образования Санкт-Петербургского университета ГПС МЧС России, кандидат технических наук, доцент.

196105, Санкт-Петербург, Московский пр, д. 149. E-mail: Krut75@mail.ru

КРУТЧИНСКИЙ Сергей Георгиевич – профессор кафедры систем автоматического управления Таганрогского технологического института Южного федерального университета, доктор технических наук.

347928, Ростовская обл., г. Таганрог, ГСП-17А, пер. Некрасовский, д. 44. Тел. +7(8636)22-20-37, e-mail: sgkrutch@mail.ru

ЛУКАШИН Алексей Андреевич – аспирант кафедры телематики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. E-mail: lukash@neva.ru

ЛЯШЕНКО Александр Леонидович – доцент кафедры процессов управления и информационных систем Санкт-Петербургского государственного горного университета, кандидат технических наук.

191186, Санкт-Петербург, ул. Миллионная, д. 5. Тел. +7(812)335-26-55, e-mail: akuna_matata_kmv@mail.ru

МАКАРОВ Сергей Борисович – заведующий кафедрой радиоэлектронных средств защиты информации Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, доктор технических наук, профессор.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. E-mail: makarov@cee.spbstu.ru



МАМОНОВА Наталья Владимировна – соискатель кафедры автоматизации обработки информации Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники.

634050, г. Томск, пр. Ленина, д.40.

МАНЖУЛА Владимир Гаврилович – доцент кафедры информационных систем и радиотехники Южно-Российского государственного университета экономики и сервиса, кандидат технических наук.

346500, Ростовская обл., г. Шахты, ул. Шевченко, д. 147. E-mail: manjula@sssu.ru

МАРКОВ Алексей Михайлович – ассистент кафедры радиоэлектронных средств защиты информации Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29

МАХОВЕНКО Елена Борисовна – профессор кафедры информационной безопасности компьютерных систем Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, кандидат технических наук, доцент.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. Тел. +7(812)552-76-32, e-mail: helen@ibks.ftk.spbstu.ru

МОИСЕЕВ Михаил Юрьевич – доцент кафедры компьютерных систем и программных технологий Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, кандидат технических наук.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 21. Тел. +7(812)297-42-18, e-mail: mikhail.moiseev@gmail.com

НОВОСЕЛОВ Юрий Владимирович – ассистент кафедры прикладной математики Московского энергетического института (Технического университета).

111250, Москва, ул. Красноказарменная, д. 14. Тел. +7(495)362-75-60.

НУЖИН Валерий Константинович – ведущий инженер кафедры радиофизики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. Тел. +7(812)552-96-78, e-mail: ASCher@radio.rphf.spbstu.ru

ПЕРВАДЧУК Владимир Павлович – заведующий кафедрой прикладной математики Пермского национального исследовательского политехнического университета, доктор технических наук, профессор.

614990, г. Пермь, Комсомольский пр., д. 29. E-mail: pervadchuk@mail.ru

ПОТАПЕНКО Анатолий Николаевич – профессор кафедры электротехники и автоматики Белгородского государственного технологического университета имени В.Г. Шухова, кандидат технических наук.

308012, г. Белгород, ул. Костюкова, д. 46. Тел. +7(4722)55-63-03, e-mail: potapenko@intbel.ru

ПРОКОПЕНКО Николай Николаевич – профессор кафедры информационных систем и радиотехники Южно-Российского государственного университета экономики и сервиса, доктор технических наук.

346500, Ростовская обл., г. Шахты, ул. Шевченко, д. 147. E-mail: prokopenko@sssu.ru

ПРОЦЕНКО Игорь Григорьевич – профессор кафедры информационных систем Камчатского государственного технического университета, доктор технических наук.

683003, г. Петропавловск-Камчатский, ул. Ключевская, д. 3. E-mail: ip1954@list.ru

РАДЧЕНКО Владимир Александрович – аспирант кафедры информационных систем и радиотехники Южно-Российского государственного университета экономики и сервиса.

346500, Ростовская обл., г. Шахты, ул. Шевченко, д. 147.

СВЕТЛАКОВ Анатолий Антонович – профессор кафедры электронных средств автоматизации и управления Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, доктор технических наук.

634050, г. Томск, пр. Ленина, д. 40. Тел. +7(3822)90-01-73, e-mail: iit@fet.tusur.ru

СОЛДАТЕНКОВ Алексей Сергеевич – старший преподаватель кафедры электротехники и автоматики Белгородского государственного технологического университета имени В.Г. Шухова.

308012, г. Белгород, ул. Костюкова, д. 46. Тел. +7(4722)55-63-03.

СОЛДАТИХИН Илья Владимирович – аспирант кафедры телематики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. E-mail: soldatihin@itcwin.com

СУХОВ Владимир Александрович – аспирант кафедры радиоэлектронных средств защиты информации Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. Тел. +7(812)294-09-60, e-mail: v.f.sukhov@gmail.com

СЫЧЕВ Дмитрий Александрович – адъюнкт Санкт-Петербургского университета ГПС МЧС России. 196105, Санкт-Петербург, Московский пр, д. 149.

ТАЛАЛОВ Олег Викторович – ассистент кафедры прикладной математики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. 195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. Тел. +7(812)552-61-76, e-mail: talalovoleg@gmail.com

ТЕЛИЦКИЙ Станислав Владиславович – аспирант кафедры компьютерной математики Уфимского государственного авиационного технического университета. 450000, г. Уфа, ул. К. Маркса, д. 12. Тел. +7(347)273-32-00, e-mail: stasion@mail.ru

ТЕРЕНТЬЕВ Алексей Борисович – студент кафедры прикладной математики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. 195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. Тел. +7(812)552-61-76, e-mail: talalovoleg@gmail.com

ТИТОВ Алексей Владимирович – аспирант кафедры компьютерных систем и технологий Национального исследовательского ядерного университета «МИФИ». 115409, Москва, Каширское ш., д. 31.

ТИТОВ Алексей Евгеньевич – аспирант кафедры систем автоматического управления Таганрогского технологического института Южного федерального университета. 347928, Ростовская обл., г. Таганрог, ГСП-17А, пер. Некрасовский, д. 44.

ФЕДОТОВ Николай Михайлович – заведующий лабораторией безопасных биомедицинских технологий ЦТБС Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, кандидат технических наук. 634050, г. Томск, пр. Ленина, д. 40. Тел. +7(3832)41-34-26, e-mail: fedotov@biotok.ru

ФИЛИППОВА Анна Сергеевна – профессор кафедры компьютерной математики Уфимского государственного авиационного технического университета, доктор технических наук. 450000, г. Уфа, ул. К. Маркса, д. 12. Тел. +7(347)273-32-00, e-mail: annamuh@mail.ru

ХАРИСОВ Мансур Нагимович – ассистент кафедры вычислительной математики и кибернетики Уфимского государственного авиационного технического университета, ведущий специалист ООО «РН-УфаНИПИнефть». 450000, г. Уфа, ул. К. Маркса, д. 12. Тел. +7(347)273-79-67, e-mail: mans-kharisov@rambler.ru

ХЛОБЫСТИН Николай Семенович – доцент кафедры управления и защиты в ЧС Санкт-Петербургского политехнического университета, кандидат военных наук, старший научный сотрудник. 195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. Тел. +7(812)248-92-13, e-mail: nkhllobystin@yandex.ru

ЧЕРЕПАНОВ Андрей Сергеевич – заведующий кафедрой радиофизики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, доктор физико-математических наук, профессор. 195291, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. Тел. +7(812)552-96-78, e-mail: ASCher@radio.rphf.spbstu.ru

ЧЕРНОРУЦКИЙ Игорь Георгиевич – заведующий кафедрой информационных и управляющих систем, декан факультета технической кибернетики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, доктор технических наук, профессор. 195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 21. E-mail: dean@ftk.spbstu.ru

ЧУПРОВ Виктор Александрович – магистр наук. 195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29.

ШАРЫГИН Герман Сергеевич – заведующий кафедрой радиотехнических систем Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, доктор технических наук, профессор. 634050, г. Томск, пр. Ленина, д. 40. Тел. +7(3822)41-36-70, E-mail: gssh@mail.tomsknet.ru

ШАШИХИН Владимир Николаевич – профессор кафедры системного анализа и управления Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, доктор технических наук. 195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 21.

ШЕЛУПАНОВ Александр Александрович – заведующий кафедрой комплексной информационной безопасности электронно-вычислительных систем, проректор по научной работе Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники, доктор технических наук, профессор. 634050, г. Томск, пр. Ленина, д. 40. Тел. +7(3822)41-34-26, e-mail: saa@tusur.ru

ШУМКОВА Дарья Борисовна – доцент Пермского национального исследовательского политехнического университета, кандидат физико-математических наук. 614990, г. Пермь, Комсомольский пр., д. 29. E-mail: shumkova_darya@mail.ru

АННОТАЦИИ

КЛЮЧЕВЫЕ СЛОВА

Проценко И.Г., Денисов Ю.А., Евтушенко С.А. ЗАЩИТА ИНФОРМАЦИОННЫХ РЕСУРСОВ ОТРАСЛЕВОЙ СИСТЕМЫ МОНИТОРИНГА И РЫБОЛОВСТВА КРИПТОГРАФИЧЕСКИМИ МЕТОДАМИ.

Предложен способ защиты информационного ресурса средствами шифрования показателей базы данных ОСМ, позволяющий обеспечить санкционированный доступ к данным ОСМ широкому кругу пользователей.

ШИФРОВАНИЕ. ХЭШИРОВАНИЕ. БАЗА ДАННЫХ. ЗАЩИТА ИНФОРМАЦИИ. МОНИТОРИНГ РЫБОЛОВСТВА.

Бурдаков С.Ф. УПРАВЛЕНИЕ КОЛЕБАТЕЛЬНОЙ СИСТЕМОЙ С МИНИМАЛЬНОЙ ПАРАМЕТРИЧЕСКОЙ ЧУВСТВИТЕЛЬНОСТЬЮ.

Предложен метод синтеза робастных систем управления на основе решения задачи линейно-квадратичной оптимизации. Робастность рассмотрена в смысле минимальной чувствительности по отношению к неопределенным параметрам и возмущениям объекта управления. Эффективность метода проиллюстрирована для задачи управления колебательной системой.

КОЛЕБАТЕЛЬНАЯ СИСТЕМА. УПРАВЛЕНИЕ. ПАРАМЕТРИЧЕСКАЯ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТЬ. РОБАСТНОСТЬ.

Шашихин В.Н., Богач Н.В., Чупров В.А. ПРОБЛЕМА МАЛОГО КОЛИЧЕСТВА КЛЮЧЕЙ В АЛГОРИТМЕ ШИФРОВАНИЯ ДВУМЕРНЫХ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ TENT-ОТОБРАЖЕНИЯ.

Рассмотрена проблема малого количества ключей шифрования, свойственная криптосистемам на основе одномерного хаотического отображения. Представлен анализ результатов шифрования изображений итерационным tent-отображением по схеме с нелинейным подмешиванием и описаны пути повышения числа ключей в подобных системах.

ХАОТИЧЕСКАЯ КРИПТОГРАФИЯ. ДИНАМИЧЕСКИЙ ХАОС. ОДНОМЕРНЫЕ ОТОБРАЖЕНИЯ. СХЕМЫ С НЕЛИНЕЙНЫМ ПОДМЕШИВАНИЕМ.

Сухов В.А. ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ АБОНЕНТСКОГО УСТРОЙСТВА В СЕТЯХ СТАНДАРТА IEEE 802.11G.

Описаны алгоритмы моделирования многолучевого канала и даны оценки величины расстояния абонентского устройства до опорной точки на основе измерения величины уровня принимаемого сигнала (RSS). Приведен оптимальный алгоритм оценки неизвестных параметров (фильтр Калмана) и алгоритмы решения навигационной задачи. Показано влияние параметров многолучевого канала на характеристики измерения навигационного параметра. Описан конечный и итерационный дальноммерные методы решения навигационной задачи. Получена оценка точности позиционирования абонентского устройства при использовании оптимального алгоритма оценки неизвестного параметра.

ПОЗИЦИОНИРОВАНИЕ ВНУТРИ ПОМЕЩЕНИЙ. МОДЕЛЬ БЕСПРОВОДНОГО КАНАЛА СВЯЗИ. ОЦЕНКА ТОЧНОСТИ ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ.

Макаров С.Б., Марков А.М. ВЛИЯНИЕ АМПЛИТУДНОГО ОГРАНИЧЕНИЯ КВАДРАТУРНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ СИГНАЛОВ С OFDM В МОДУЛЯТОРЕ РАДИОПЕРЕДАТЧИКА НА ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ ПРИЕМА.

Рассмотрено формирование OFDM сигналов при наличии ограничителя квадратурных составляющих сигналов с OFDM и последующее их усиление в недонапряженном режиме в классе В. Изучены три метода приема полученных сигналов: классический поэлементный метод приема, метод, основанный на алгоритме приема «в целом», и обобщенный поэлементный метод приема. Получены графики зависимостей вероятности ошибочного приема сигналов по этим методам от пикового отношения сигнал-шум для канала с постоянными параметрами и аддитивным нормальным белым шумом при количестве поднесущих частот – 4,8 и 16.

АМПЛИТУДНОЕ ОГРАНИЧЕНИЕ. КВАДРАТУРНЫЕ СОСТАВЛЯЮЩИЕ. СИГНАЛЫ С OFDM. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ.

Крутолапов А.С., Хлобыстин Н.С., Сычев Д.А. ПРОЦЕССЫ ИНФОРМАЦИОННОГО ОБМЕНА В СЕТЯХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ НА ОСНОВЕ ПОЛЕВЫХ ШИН.

Построена математическая модель процессов информационного обмена, базирующаяся на математическом аппарате многопоточных систем массового обслуживания сложной структуры, отличающаяся использованием замкнутых сетей Маркова для описания трафика сообщений и позволяющая оптимизировать управление ресурсами сети.

СЕТЬ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ. СИСТЕМЫ МАССОВОГО ОБСЛУЖИВАНИЯ. МНОГОПОТОКОВАЯ СЕТЬ. КАНАЛ. ПОЛЕВЫЕ ШИНЫ. ПОТОК ИНФОРМАЦИИ. ПУАССОНОВСКИЙ ПОТОК. ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ. ТРАФИК. СРЕДНЯЯ ЗАДЕРЖКА СООБЩЕНИЙ. ТОПОЛОГИЯ СЕТИ.

Черепанов А.С., Гузенко К.В., Крутов И.А. ЩЕЛЕВАЯ ИНТЕГРАЛЬНАЯ ФАЗИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА.

Предложен новый вариант интегральной фазированной антенной решетки – щелевая ИФАР. На базе непрерывной модели найдены основные параметры антенны: коэффициент усиления, КПД, диаграмма направленности.

АНТЕННА. ФАЗИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА. ФЕРРИТ.

Дикий Д.В., Черепанов А.С., Нужин В.К. ДВУХДИАПАЗОННАЯ АНТЕННА НА КОЛЬЦЕВЫХ РЕЗОНАТОРАХ БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ.

Рассмотрена антенна на резонаторе бегущей волны, даны основные соотношения, описывающие ее параметры. Приведены результаты экспериментального исследования макета двухдиапазонной антенны (на диапазоны 13,5 и 3,5 см), предназначенной для работы в качестве облучателя зеркальной антенны.

АНТЕННА. ОБЛУЧАТЕЛЬ. РЕЗОНАТОР БЕГУЩЕЙ ВОЛНЫ. КРУГОВАЯ ПОЛЯРИЗАЦИЯ.

Шарыгин Г.С., Дубинин Д.В. ОПТИМИЗАЦИЯ СТРУКТУРЫ КОЛЬЦЕВОЙ АНТЕННОЙ РЕШЕТКИ, ИСПОЛЬЗУЕМОЙ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ УГЛОВ ПРИХОДА ПЛОСКИХ ЭЛЕКТРОМАГНИТНЫХ ВОЛН ФАЗОВЫМ МЕТОДОМ.

Описан способ определения углов прихода плоской электромагнитной волны в двух плоскостях с использованием кольцевой антенной решетки. Найдена оптимальная структура антенной системы, определена зависимость точности пеленгования и вероятности правильного устранения неоднозначности от ошибок измерения разности фаз.

УГЛЫ ПРИХОДА. ПЛОСКАЯ ВОЛНА. ПЕЛЕНГОВАНИЕ. КОЛЬЦЕВАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА.

Харисов М.Н. РАЗРАБОТКА АРХИТЕКТУРЫ WEB-ИНТЕГРИРОВАННОЙ CRM СИСТЕМЫ ДЛЯ ИНДУСТРИИ ИНТЕРНЕТ-ТОРГОВЛИ.

Рассмотрены проблемы автоматизации процесса управления взаимоотношениями с клиентами в индустрии интернет-торговли. Обоснована актуальность разработки web-интегрированной CRM системы для рассматриваемого сектора экономики. Описана архитектура разработанной системы, функциональность основных блоков и применяемые в них математические модели и алгоритмы.

УПРАВЛЕНИЕ ВЗАИМОДЕЙСТВИЯМИ. ОБРАБОТКА ДАННЫХ. АНАЛИЗ. ПРОГНОЗИРОВАНИЕ. ПОДДЕРЖКА ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ. ОПТИМИЗАЦИЯ.

Филиппова А.С., Телицкий С.В. КОМПЛЕКСНЫЙ ПОДХОД К РЕШЕНИЮ ЗАДАЧИ ПОКРЫТИЯ ОБЛАСТИ ЗАГОТОВКАМИ НЕОПРЕДЕЛЕННЫХ РАЗМЕРОВ.

Предложен комплексный подход к решению задачи геометрического покрытия ортогонального многоугольника прямоугольными заготовками с неопределенными размерами. Рассмотрена декомпозиция исходной задачи на две составляющие: построение плана покрытия и плана раскроя. Описаны методы решения.

ЗАДАЧА ГЕОМЕТРИЧЕСКОГО ПОКРЫТИЯ. ЗАДАЧА РАСКРОЯ. ОРТОГОНАЛЬНЫЙ МНОГОУГОЛЬНИК.

Ляшенко А.Л. РАЗРАБОТКА НОМОГРАММ ДЛЯ РАСЧЕТА НАСТРОЕК РАСПРЕДЕЛЕННОГО ПИД-РЕГУЛЯТОРА.

Рассмотрены проблемы анализа и синтеза систем с распределенными параметрами. Изложена методика построения номограмм для определения настроек распределенного ПИД-регулятора. Представлены номограммы, с помощью которых можно производить расчет настроек регуляторов для распределенных систем.

УПРАВЛЕНИЕ. СИСТЕМЫ С РАСПРЕДЕЛЕННЫМИ ПАРАМЕТРАМИ. РАСПРЕДЕЛЕННЫЕ РЕГУЛЯТОРЫ. НОМОГРАММЫ. СИНТЕЗ РАСПРЕДЕЛЕННЫХ СИСТЕМ УПРАВЛЕНИЯ.

Потапенко А.Н., Солдатенков А.С., Глаголев С.Н. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ УПРАВЛЕНИЯ ПРОЦЕССОМ ТЕПЛОПОТРЕБЛЕНИЯ КОМПЛЕКСА ЗДАНИЙ.

Описана математическая модель управления процессом теплоснабжения комплекса зданий. С помощью имитационного моделирования на основе разработанной математической модели выявлены основные закономерности исследуемых процессов. Представлены результаты расчетов и сравнительный анализ.

КОМПЛЕКС ЗДАНИЙ. ИНДИВИДУАЛЬНЫЙ ТЕПЛОВОЙ ПУНКТ. АВТОМАТИЧЕСКОЕ РЕГУЛИРОВАНИЕ. МАТЕМАТИЧЕСКОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ.

Глухих М.И., Моисеев М.Ю., Егоров И.В., Крикун Т.С. АВТОМАТИЗАЦИЯ АНАЛИЗА НАДЕЖНОСТИ НЕВОССТАНАВЛИВАЕМЫХ ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИХ СИСТЕМ.

Предложен подход к автоматизации анализа надежности структурно-сложных систем. В основе подхода – использование логико-вероятностных методов; для анализа надежности элементов со сложной внутренней структурой применяются графы состояний. Для универсального представления различных классов структурно-сложных систем используется метамодель системы, которая параметризуется для конкретных классов систем. Предложенный подход реализован в средстве анализа надежности, позволяющем рассчитывать основные показатели надежности, а также влияние отдельных элементов на надежность системы.

АНАЛИЗ НАДЕЖНОСТИ. ПОКАЗАТЕЛИ НАДЕЖНОСТИ. СТРУКТУРНО-СЛОЖНАЯ СИСТЕМА. ЛОГИКО-ВЕРОЯТНОСТНЫЕ МЕТОДЫ.

Заборовский В.С., Лукашин А.А. СЕТЕЦЕНТРИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ И МЕТОДЫ КОНТРОЛЯ ДОСТУПА К ИНФОРМАЦИОННЫМ РЕСУРСАМ В СРЕДЕ ОБЛАЧНЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ.

Рассмотрен сетевый подход к контролю доступа в среде облачных вычислений и предложена модель осуществления контроля с помощью оценки функции риска. Предложены методы реализации сетевых моделей в среде облачных вычислений, использующие группировку виртуальных межсетевых экранов, интегрированных в средства виртуализации, и управляемые с помощью сервиса политик безопасности.

ЗАЩИТА ИНФОРМАЦИИ. КОНТРОЛЬ ДОСТУПА. ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫЕ СИСТЕМЫ. МЕЖСЕТЕВОЕ ЭКРАНИРОВАНИЕ. ОБЛАЧНЫЕ ВЫЧИСЛЕНИЯ.

Шелупанов А.А., Федотов Н.М., Жарый С.В. БИОНИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ ОПТИМАЛЬНОГО РАЗМЕРА ГЕНЕРИРУЮЩИХ ЭЛЕКТРОДОВ ДЛЯ ИНФОРМАЦИОННОЙ ТЕХНОЛОГИИ ВНУТРИСЕРДЕЧНОЙ НАВИГАЦИИ.

Предложена система уравнений для расчета распределения потенциалов электрического поля в среде с неоднородной проводимостью. Показано отсутствие преимуществ от использования электродов больших размеров и сделан вывод об оптимальности использования электродов малого размера.

УРАВНЕНИЯ МАКСВЕЛЛА. КВАЗИСТАЦИОНАРНОЕ ПОЛЕ. МЕТОД РЕЛАКСАЦИИ.

Димаки А.В., Светлаков А.А. ПРИМЕНЕНИЕ АЛГОРИТМА КУМУЛЯТИВНЫХ СУММ ПРИ РЕКУРРЕНТНОМ ОЦЕНИВАНИИ ПАРАМЕТРОВ НЕСТАЦИОНАРНЫХ ОБЪЕКТОВ УПРАВЛЕНИЯ.

Рекуррентный метод наименьших квадратов дополнен алгоритмом кумулятивных сумм с целью обнаружения скачкообразного изменения параметров нестационарного объекта. Предложенный подход к оцениванию параметров объекта апробирован на модельном примере и экспериментально полученной зависимости уровня жидкости в резервуаре, имеющей кусочно-непрерывный характер. Показано, что использование предложенного алгоритма повышает скорость адаптации оценок к скачкообразным изменениям параметров объекта.

СКАЧКООБРАЗНОЕ ИЗМЕНЕНИЕ ПАРАМЕТРОВ. КУМУЛЯТИВНЫЕ СУММЫ. РЕКУРРЕНТНЫЙ МЕТОД НАИМЕНЬШИХ КВАДРАТОВ. ПАРАМЕТРЫ ОБЪЕКТА УПРАВЛЕНИЯ.

Заборовский В.С., Солдатов И.В. МЕТОД КОНТРОЛЯ ДОСТУПА НА ОСНОВЕ АНАЛИЗА КОНТЕНТА ВИРТУАЛЬНЫХ СОЕДИНЕНИЙ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ НУМЕРАЦИИ ГЁДЕЛЯ.

Рассмотрен метод получения вероятностных оценок угроз сетевого взаимодействия на основе использования нумерации Гёделя для анализа контента виртуальных соединений. Представлен подход к осуществлению разграничения доступа с помощью управления полосы пропускания виртуальных соединений.

РАЗГРАНИЧЕНИЕ ДОСТУПА. НУМЕРАЦИЯ ГЁДЕЛЯ. ПОЛОСА ПРОПУСКАНИЯ. ВИРТУАЛЬНОЕ СОЕДИНЕНИЕ. КОНТЕНТНЫЙ АНАЛИЗ. ОЦЕНКА УГРОЗ. ПОЛИТИКА ИНФОРМАЦИОННОЙ БЕЗОПАСНОСТИ.

Крутолапов А.С., Хлобыстин Н.С. МЕТОДИКА ОБНАРУЖЕНИЯ И КОРРЕКЦИИ ПРЕРЫВАНИЙ ВНЕ ПРОТОКОЛА В СЕТЯХ ПЕРЕДАЧИ ДАННЫХ.

Рассмотрена методика обнаружения и коррекции прерываний вне протокола в сетях передачи данных. Методика предполагает четыре основных этапа: определение спецификации протокола, соответствующей нормальному режиму эксплуатации; формирование и проверка допустимости объединенных состояний; формирование процедуры фиксации времени логического пути; восстановление процессов информационного обмена. Каждый из этапов предполагает разработку соответствующего программного обеспечения.

СЕТЬ. ПЕРЕДАЧА ДАННЫХ. АВТОМАТИЗИРОВАННАЯ СИСТЕМА ДИСПЕТЧЕРСКОГО УПРАВЛЕНИЯ (АСДУ). СТРУКТУРА. ПРОТОКОЛ. ПРЕРЫВАНИЕ ВНЕ ПРОТОКОЛА. СБОЙ. МЕХАНИЗМ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ОТ ОШИБОК. ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ.

Первадчук В.П., Шумкова Д.Б., Колчанов М.О. ФРАКТАЛЬНЫЙ АНАЛИЗ В ЗАДАЧАХ КАЛИБРОВКИ ОПТОВОЛОКОННЫХ ДАТЧИКОВ.

Исследованы временные ряды, генерируемые в процессе калибровки оптоволоконных датчиков, методами фрактального анализа. Выявлено наличие фрактальной составляющей, рассчитаны индекс фрактальности и фрактальная размерность, сделаны выводы о преобладании трендовой составляющей, что соответствует черному шуму, а также о возможности прогнозирования временного ряда.

ФРАКТАЛЫ. ВРЕМЕННЫЕ РЯДЫ. ПОКАЗАТЕЛЬ ХЕРСТА. ФРАКТАЛЬНАЯ РАЗМЕРНОСТЬ. ИНДЕКС ФРАКТАЛЬНОСТИ. ЧЕРНЫЙ ШУМ.

Новоселов Ю.В. ДИАГНОСТИКА ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ОБЪЕКТА С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ФРАКТАЛЬНОГО КОГНИТИВНОГО ОБРАЗА

Рассмотрено решение задачи диагностики технологического объекта с помощью методов когнитивной графики. Предложено использовать когнитивный фрактальный образ кристаллического типа для отображения состояния контролируемого объекта. Приведено описание процесса формирования цветового режима образа на основе значений контролируемых параметров. Изучены преимущества использования фрактального когнитивного образа.

ДИАГНОСТИКА. ТЕХНОЛОГИЧЕСКИЙ ОБЪЕКТ. КОГНИТИВНЫЙ ОБРАЗ. МЕТОДЫ КОГНИТИВНОЙ ГРАФИКИ.

Беляев С.Ю., Талалов О.В., Бенкевич В.Т., Терентьев А.Б. МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИНАМИКИ ДЛИННЫХ ПРЯМЫХ ВОЛОС.

Рассмотрен вопрос о физически достоверном моделировании динамики волос в приложениях компьютерной графики. Для представления волос использована система связанных твердых тел. Учтено влияние внутренних сил трения и столкновений волос с объектами.

МОДЕЛИРОВАНИЕ. ДИНАМИКА. ВОЛОСЫ. АНИМАЦИЯ.



Черноруцкий И.Г. ИНТЕРАКТИВНЫЕ ПРОЦЕДУРЫ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОГО ВЫБОРА.

Построена диалоговая процедура многокритериальной оптимизации для общего случая нелинейного целевого функционала, описывающего систему предпочтений ЛПР при решении многокритериальных задач и не заданного в явном виде. По своим вычислительным и диалоговым параметрам построенная процедура превосходит традиционные диалоговые методы оптимизации.

МНОГОКРИТЕРИАЛЬНАЯ ОПТИМИЗАЦИЯ. ФУНКЦИИ ПОЛЕЗНОСТИ. ПОИСКОВЫЕ ПРОЦЕДУРЫ.

Титов А.В. МЕТОДИЧЕСКИЕ ПОЛОЖЕНИЯ ОЦЕНИВАНИЯ ВЕРОЯТНОСТНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ПРОЦЕССОВ ФУНКЦИОНИРОВАНИЯ ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ.

Предложены методика и подход к определению вероятностных характеристик процессов функционирования организационно-технических систем, позволяющий построить оптимальные, с точки зрения минимизации байесовского риска, вероятностные распределения среднего числа заданных событий и средней интенсивности наступления событий на выделенных интервалах времени, а также прогнозное распределение времени между событиями.

БАЙЕСОВСКОЕ ОЦЕНИВАНИЕ. ОРГАНИЗАЦИОННО-ТЕХНИЧЕСКИЕ СИСТЕМЫ. МОДЕЛИРОВАНИЕ ДИСКРЕТНЫХ СОБЫТИЙ.

Крутчинский С.Г., Прокопенко Н.Н. СОБСТВЕННАЯ КОМПЕНСАЦИЯ В РАДИАЦИОННО-СТОЙКИХ МИКРОСХЕМАХ НА ОСНОВЕ БАЗОВОГО МАТРИЧНОГО КРИСТАЛЛА АБМК_1_3.

Рассмотрены особенности применения принципа собственной компенсации влияния доминирующих паразитных параметров компонентов АБМК на характеристики аналоговых ИС. Вводимые в схему дополнительные компоненты образуют новые структуры с контурами обратных связей, уменьшающими соответствующие параметрические чувствительности. Приведены демонстрационные примеры построения фрагментов принципиальных схем. Показана эффективность метода.

СОБСТВЕННАЯ КОМПЕНСАЦИЯ. РАДИАЦИОННО-СТОЙКИЕ СХЕМЫ. ДИНАМИЧЕСКАЯ НАГРУЗКА.

Манжула В.Г. ИНФОРМАЦИОННАЯ ПОДДЕРЖКА СИНТЕЗА СХЕМОТЕХНИЧЕСКИ ИНТЕГРИРОВАННЫХ ПРИНЦИПИАЛЬНЫХ ЭЛЕКТРИЧЕСКИХ СХЕМ.

Рассмотрены особенности информационной поддержки проектировщиков электрических принципиальных схем и изложены основные принципы построения автоматизированных систем поискового синтеза. Представленные алгоритмы и граф-схемы синтеза схмотехнически интегрированных электрических принципиальных схем реализованы в среде MATLAB 7.0.1. Разработанные схмотехнические решения подтверждают эффективность предложенной системы.

СИНТЕЗ. ИНФОРМАЦИОННАЯ ПОДДЕРЖКА. СХЕМОТЕХНИКА. ЭЛЕКТРИЧЕСКАЯ СХЕМА. АЛГОРИТМ.

Крутчинский С.Г., Титов А.Е., Радченко В.А. РАДИАЦИОННО-СТОЙКИЙ ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ НА БАЗЕ ПАРАФАЗНОГО МУЛЬТИДИФФЕРЕНЦИАЛЬНОГО ОУ.

Рассмотрены результаты проектирования структурно оптимальной принципиальной схемы радиационно-стойкого инструментального усилителя на базе парафазного мультидифференциального операционного усилителя, обладающего высокими метрологическими свойствами в условиях радиационного воздействия. Показано, что использование такого инструментального усилителя позволяет получить высокие качественные показатели при воздействии ряда дестабилизирующих факторов. Приведены результаты моделирования такого инструментального усилителя, реализованного на компонентах радиационно-стойкого аналогового базового матричного кристалла.

РАДИАЦИОННО-СТОЙКИЙ. ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЙ УСИЛИТЕЛЬ. КОЭФФИЦИЕНТ ОСЛАБЛЕНИЯ СИНФАЗНОГО СИГНАЛА. ПОТОК НЕЙТРОНОВ.

Ехлаков Ю.П., Бараксанов Д.Н., Мамонова Н.В. ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ И МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ СЕГМЕНТИРОВАНИЯ РЫНКА ПОТРЕБИТЕЛЕЙ ПРОГРАММНЫХ ПРОДУКТОВ.

Рассмотрены вопросы определения целевой аудитории потребителей программных продуктов. Предложены функциональная и математические модели сегментирования рынка потребителей программных продуктов, оценки и выделения целевых сегментов.

СЕГМЕНТИРОВАНИЕ РЫНКА. ОЦЕНКА СЕГМЕНТОВ. МАТЕМАТИЧЕСКИЕ МОДЕЛИ СЕГМЕНТИРОВАНИЯ. ФУНКЦИОНАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ПРОЦЕССА ОПРЕДЕЛЕНИЯ ЦЕЛЕВОЙ АУДИТОРИИ.

Глухов В.В., Зегжда П.Д., Маховенко Е.Б. НАУЧНО-ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЙ КЛАСТЕР – СОВРЕМЕННАЯ ФОРМА ПРОФЕССИОНАЛЬНОГО ОБРАЗОВАНИЯ.

На примере высшего профессионального образования в области информационной безопасности рассмотрена новая форма организации подготовки специалистов – научно-образовательный кластер, позволяющая организовать обратную связь вуза с организациями-работодателями и способствующая эффективному управлению качеством образования.

ИНФОРМАЦИОННАЯ БЕЗОПАСНОСТЬ. ПОДГОТОВКА СПЕЦИАЛИСТОВ. НАУЧНО-ОБРАЗОВАТЕЛЬНЫЙ КЛАСТЕР.

ABSTRACTS

KEYWORDS

Protsenko I.G., Denisov Yu.A., Evtushenko S.A. PROTECTION OF INFORMATION RESOURCES BRANCH MONITORING SYSTEM AND FISHERY DATABASE CRYPTOGRAPHIC TECHNIQUE.

The article proposes a way to protect an informational resource using encryption indicators of BMS (Branch monitoring system) database, allowing authorized access to BMS data to the wide range of users.

ENCRYPTING. HASHING. DATABASE. INFORMATION SECURITY. MONITORING OF FISHERY.

Burdakov S.F. CONTROL OF OSCILLATION SYSTEM WITH MINIMAL PARAMETRIC SENSITIVITY.

Method of robust control system synthesis based on the solution of linear-quadratic optimization problem is suggested. Robust systems are considered as minimal sensitivity in respect to uncertain parameters and perturbations of the controlled object. Efficiency of the method is illustrated for the problem of oscillation system control.

OSCILLATION SYSTEM. CONTROL. PARAMETRIC UNCERTAINTY. ROBUST.

Shashikhin V.N., Bogach N.V., Chuprov V.A. A POOR KEY SPACE PROBLEM OF 2-D DATA ENCRYPTION USING CHAOTIC TENT MAP.

A poor key space problem is inherent for cryptosystems using simple chaotic maps. We offer the encryption results and introduce the way to increase the key space dimension for a chaotic discrete modulation iterating tent map for image encryption.

CHAOS-BASED CRYPTOSYSTEM. DYNAMICAL CHAOS. TENT MAP. CHAOTIC MODULATION.

Sukhov V.A. NAVIGATION ACCURACY ENHANCEMENT IN IEEE 802.11G NETWORKS.

We describe algorithms of modelling multi-path channels, determining distance from the subscriber unit to the base station based on the measurement of received signal strength (RSS), optimal algorithms of estimation (Kalman filter) and algorithms of navigation. Influence of multi-path channel parameters on navigation characteristics is shown. An estimation of positioning accuracy with using optimal algorithm of estimation is take place.

INDOOR POSITIONING. WIRELESS CHANNEL MODEL. LOCATION ESTIMATION ACCURACY.

Makarov S.B., Markov A.M. EFFECT OF CLIPPING OF QUADRATURE COMPONENTS OF OFDM SIGNALS IN A RADIO TRANSMITTER MODULATOR ON THE ERROR-RATE PERFORMANCE.

This paper offers the forming of OFDM signals in the presence of limiters of quadrature components of signals and the subsequent power amplification of clipped signals in a sub-intensive mode in a class A. Three methods of the reception of such signals have been examined: the elementwise method, the method, based on the whole algorithm, and the generalized elementwise method.

CLIPPING. QUADRATURE COMPONENTS. OFDM SIGNALS. ERROR-RATE PERFORMANCE.

Krutolapov A.S., Khlobystin N.S., Sychev D.A. PROCESSES OF THE INFORMATION EXCHANGE IN NETWORKS OF DATA TRANSMISSION ON THE BASIS OF FIELD TYRES.

The mathematical model of processes of an information exchange which is based on mathematical apparatus multistream systems of mass service of the difficult structure is constructed, different use of the closed networks of Markova for the description of the traffic of messages and allowing to optimize network resource management.

NETWORK OF DATA TRANSMISSION. SYSTEM OF MASS SERVICE. NETWORK MULTISTREAM. CHANNEL. FIELD TIRES. INFORMATION STREAM. POISSON STREAM. THROUGHPUT. TRAFFIC. AVERAGE DELAY OF MESSAGES. NETWORK TOPOLOGY.

Cherepanov A.S., Guzenko K.V., Kroutov I.A. THE SLOT INTEGRATED PHASED ARRAY.

In work the new version of the Integrated Phased Array – slot IPA – has been proposed. On the basis of continuous model key parameters have been calculated: gain factor, efficiency, pattern diagram.

ANTENNA. PHASED ARRAY. FERRITE.

Dikiy D.V., Cherepanov A.S., Nuzhin V.K. THE TWO-BAND ANTENNA ON THE BASIS OF TRAVELLING-WAVE RING RESONATORS.

In work the antenna on the the basis of travelling-wave ring resonator has been described, the basic relationships describing it parameters have been obtained. Results of an experimental research of the two-band antenna sample (wave bands of 13,5 and 3,5 cm), intended for work as a mirror antenna exciter, have been represented.

ANTENNA. TRAVELLING-WAVE RING RESONATOR. ANTENNA EXCITE. CIRCULAR POLARIZATION.

Sharygin G.S., Dubinin D.V. OPTIMIZATION OF STRUCTURES RING ARRAY, USED TO MEASURE ANGLES OF ARRIVAL OF THE PLANE ELECTROMAGNETIC WAVES PHASE METHOD.

Method of angles of arrival of the plane EM wave measurement using ring array is described in the paper. Optimal structure of the array, dependence of emitter location accuracy and correct ambiguity eliminations probability on phase difference errors of measurement are determined.

ANGLE OF ARRIVAL. PLANE EM WAVE. EMITTER LOCATION. RING ARRAY.

Kharisov M.N. DEVELOPMENT OF THE ARCHITECTURE OF WEB-INTEGRATED CRM SYSTEM FOR INTERNET TRADING INDUSTRY.

Research paper considers the problem of customer relationship management process automatization in internet trading industry. Topicality of web-integrated CRM system for investigated economic sector development is justified. Architecture of the designed system, functionality of its basic units, used mathematical models and algorithms are described.

RELATIONSHIP MANAGEMENT. DATA PROCESSING. ANALYSIS. PREDICTION. DECISION SUPPORT. OPTIMIZATION.

Filippova A.S., Telitsky S.V. COMPLEX APPROACH TO SOLVING A PROBLEM OF COVERING AN AREA WITH INDETERMINATE ITEM DIMENSIONS.

The complex approach to solving the problem of irreducible covering an orthogonal polygon by rectangular items with indeterminate dimensions is suggested. Decomposition of the initial problem into 2 components is considered, namely: covering plan constructions. Some solving methods are described.

IRREDUCIBLE COVERING PROBLEM. ORTHOGONAL POLYGON. CUTTING PROBLEM.

Lyashenko A.L. WORKING OUT OF NOMOGRAMS FOR CALCULATION OF OPTIONS OF THE DISTRIBUTED PID-REGULATOR.

In article problems of the analysis and synthesis of systems with the distributed parameters are considered. The technique of construction of nomograms for definition of options of the distributed PID-REGULATOR is stated. Nomograms with which help it is possible to settle an invoice options of regulators for the distributed systems are presented.

MANAGEMENT. SYSTEMS WITH THE DISTRIBUTED PARAMETERS. THE DISTRIBUTED REGULATORS. NOMOGRAMS. SYNTHESIS OF THE DISTRIBUTED CONTROL SYSTEMS.

Potapenko A.N., Soldatenkov A.S., Glagolev S.N. MATHEMATICAL MODELLING OF MANAGEMENT BY HEATING CONSUMPTION PROCESS OF THE BUILDINGS COMPLEX.

In article is presented the mathematical model of management by heating consumption process in a buildings complex. With imitating modelling on the basis of the developed mathematical model are revealed the basic laws of investigated processes. Results of calculations and the comparative analysis are presented.

THE BUILDINGS COMPLEX. INDIVIDUAL HEATING POINT. AUTOMATIC CONTROL. MATHEMATICAL MODELLING.



Glukhikh M.I., Moiseev M.Yu., Egorov I.V., Krikun T.S. AUTOMATION OF RELIABILITY ANALYSIS OF NONRECOVERABLE CONTROL SYSTEMS.

An approach for automation of reliability analysis of complex-structured control systems is suggested. The approach is based on logical-probabilistic methods; reliability analysis of elements is based on state graphs. For universal description of various classes of control systems our approach uses a metamodel, which is parameterized for a specific class of systems. The suggested approach is implemented in software tool, which allows to calculate general reliability parameters and the elements influence on system reliability.

RELIABILITY ANALYSIS. RELIABILITY PARAMETERS. COMPLEX-STRUCTURED SYSTEM. LOGICAL-PROBABILISTIC METHODS.

Zaborovsky V.S., Lukashin A.A. NETWORK CENTRIC ACCESS CONTROL MODEL AND METHODS IN CLOUD COMPUTING SYSTEMS.

Paper proposes network centric approach for access control in cloud systems. Network centric access control model using risk evaluation function has been developed. Proposed methods for net-centric model implementation in cloud computing environment using group of virtual firewalls embedded to cloud hypervisors and management service which distributes security policies.

INFORMATION SECURITY. ACCESS CONTROL. TELECOMMUNICATION. FIREWALLS. CLOUD COMPUTING.

Shelupanov A.A., Fedotov N.M., Zhary S.V. DETERMINING THE OPTIMAL SIZE OF THE GENERATING ELECTRODES FOR ENDOCARDIAL NAVIGATION SYSTEM.

The system of equations to calculate the potential distribution of the electric field in an environment with inhomogeneous conductivity. The absence of benefits from the use of large electrodes, and concluded that optimal use of electrodes of small size.

MAXWELL'S EQUATIONS. THE QUASI-STATIONARY FIELD. THE METHOD OF RELAXATION.

Dimaki A.V., Svetlakov A.A. ON APPLICATION OF CUMULATIVE SUMS ALGORITHM TO RECURRENT ESTIMATION OF PARAMETERS OF NON-STATIONARY CONTROL OBJECTS.

Recurrent least squares method is supplemented with cumulative sums to detect abrupt changes in the parameters of the non-stationary object. The proposed approach to the estimation of parameters of the object is tested on a model example, and the experimentally obtained dependence of the liquid level in the reservoir, which has a piecewise behavior. The proposed approach improves the speed of adaptation of estimates to abrupt changes in the parameters of the object.

ABRUPT CHANGE OF PARAMETERS. CUMULATIVE SUMS. RECURRENT LEAST SQUARES METHOD. CONTROL OBJECT'S PARAMETERS.

Zaborovsky V.S., Soldatikhin I.V. ACCESS CONTROL WITH THE HELP OF GÖDEL'S ENCODING OF VIRTUAL CONNECTIONS CONTENT.

The article is represented an approach to the access control with the help of bandwidth management of the virtual connections. A method regarding the obtaining the probabilistic assessment of networking hazards based on the content analysis of the virtual connections with the help of Gödel's encoding has been considered.

ACCESS CONTROL. GÖDEL'S ENCODING. BANDWIDTH. VIRTUAL CONNECTION. CONTENT ANALYSIS. ASSESSMENT OF HAZARDS. INFORMATION SECURITY POLICY.

Krutolapov A.S., Khlobystin N.S. METHODOLOGY OF DETECTION AND CORRECTION OF INTERRUPTIONS OUT OF THE REPORT IN NETWORKS OF DATA TRANSMISSION.

The methodology of detection and correction of interruptions out of the report in networks of data transmission of State Fire Service of EMERCOM of Russia is considered. The methodology assumes four basic stages: definition of the specification of the report corresponding to a normal mode of operation; formation and check of an admissibility of incorporated conditions; formation of procedure of fixing of time of a logic way; restoration of processes of an information exchange. Each of stages assumes working out of the corresponding software.

NETWORK. DATA TRANSMISSION. AUTOMATED SYSTEM OF DISPATCHING MANAGEMENT (ASDM). STRUCTURE. REPORT. INTERRUPTION OUT OF THE REPORT. FAILURE. MECHANISM OF RESTORATION FROM ERRORS. SOFTWARE.

Pervadchuk V.P., Shumkova D.B., Kolchanov M.O. FRACTAL ANALYSIS IN THE PROCESS OF CALIBRATING FIBER OPTIC SENSORS.

The article studies the time series generated in the process of calibrating fiber optic sensors, the methods of fractal analysis. Revealed the presence of fractal components are calculated fractal index and fractal dimension, conclusions about the prevalence of the trend component, which corresponds to the black noise, as well as the possibility of predicting the time series.

FRACTALS. TIME SERIES. HURST'S INDICATOR. FRACTAL DIMENSION. FRACTAL INDEX. BLACK NOISE.

Novoselov. Yu.V. TECHNOLOGICAL OBJECT DIAGNOSING USING FRACTAL COGNITIVE IMAGE.

Technological object diagnosing problem solving using cognitive graphics methods is considered in this article. Using cognitive fractal image of crystal type is proposed for displaying control object state. Process of cognitive image color mode is considered based on controlled parameters values. Features of fractal cognitive image applying are considered.

DIAGNOSTICS. TECHNOLOGICAL OBJECT. COGNITIVE IMAGE. METHODS OF COGNITIVE GRAPHICS.

Belyaev S.Yu., Talalov O.V., Benkevich V.T., Terentjev A.B. MODELLING DYNAMIC OF LONG STRAIGHT HAIR.

Physical based dynamical model of long straight hair is developed in the article. System of linked rigid bodies represents hair strands. Internal friction forces and contacts with obstacles are included in the model.

MODELLING. DYNAMICS. HAIR. ANIMATION.

Chernorutskiy I.G. INTERACTIVE PROCEDURE FOR MANY-CRITERIA SELECTION.

Dialog procedure for multiobjective optimization in the common case of nonlinear implicit target functional describing preference pattern of decision maker is proposed. Computing and dialog properties of the procedure proposed are well above traditional optimization techniques.

MULTI OBJECTIVE OPTIMIZATION. UTILITY FUNCTION. SEARCHING PROCEDURE.

Titov A.V. METHODOLOGICAL PROVISION FOR ESTIMATING PROBABILITY CHARACTERISTICS OF OPERATION PROCESSES IN ORGANIZATIONAL AND TECHNICAL SYSTEMS.

An approach to determining probability characteristics of operation processes in organizational and technical systems was proposed letting obtain optimal, in terms of Bayesian risk minimizing, probability distributions of average number of specific events and average event rate at selected time intervals, and the predicted distribution of time between events.

BAYESIAN ESTIMATION. ORGANIZATIONAL AND TECHNICAL SYSTEMS. DISCRETE EVENT SIMULATION.

Krutchinsky S.G., Prokopenko N.N. SELF-COMPENSATION IN RADIATION-RESISTANT MICROCIRCUITS ON THE BASE OF BASE MATRIX CRYSTAL ABMC_1_3.

Features of application of own indemnification principle of dominating parasitic parameters influence of components ABMC on characteristics analog IC is considered. Additional components entered into the circuit form new structures with the contours of feedback reducing corresponding parametrical sensitivity. Demonstration examples of circuit diagrams fragments construction are resulted. Efficiency of a method is shown.

SELF-COMPENSATION. RADIATION-RESISTANT CIRCUITS. DYNAMIC LOAD.

Manzhula V.G. INFORMATION SUPPORT FOR SYNTHESIS OF INTEGRATED SCHEMATIC CIRCUIT DIAGRAM.

The article describes the features of informational support designers of electrical circuit diagrams and the basic principles of automated search of synthesis. The presented algorithms and graph-scheme of the synthesis of integrated circuit design electrical schematics are implemented in the environment of MATLAB 7.0.1. The developed circuit solutions confirm the effectiveness of the proposed system.

SYNTHESIS. INFORMATION SUPPORT. CIRCUIT DESIGN. ELECTRICAL WIRING. ALGORITHM.

Krutchinsky S.G., Titov A.E., Radchenko V.A. RADIATION-RESISTANT INSTRUMENTATION AMPLIFIER ON THE BASE PARAPHASE MULTIDIFFERENTIAL OA.

Results of structurally optimum circuit diagram designing of the radiation-resistant instrumentation amplifier on the base of the paraphase multidifferential operational amplifier possessing high metrological properties in the conditions of radiating influence are considered. It is shown that use of such instrumentation amplifier allows receiving high quality indicators at influence of scale of destabilizing factors. Results of modeling of such tool amplifier realized on components of a radiation-resistant analog base matrix crystal are resulted.

RADIATION-RESISTANT. INSTRUMENTATION AMPLIFIER. CMRR. NEUTRON FLUX.

Ehlakov Yu.P., Baraksanov D.N., Mamonova N.V. FUNCTIONAL AND MATHEMATICAL MODELS OF SEGMENTATION CONSUMERS OF SOFTWARE.

In clause considered the problems of defining the target audience of consumers of software products. Propose functional and mathematical models of segmentation consumers of software, evaluation and selection of target segments.

SEGMENTATION. EVALUATION SEGMENTS. MATHEMATICAL MODELS OF SEGMENTATION. FUNCTIONAL MODEL OF PROCESS DEFINING THE TARGET AUDIENCE.

Glukhov V.V., Zegzhda P.D., Makhovenko E.B. SCIENTIFIC-EDUCATIONAL CLUSTER AS A MODERN FORM OF PROFESSIONAL EDUCATION.

Scientific-educational cluster as a new form of special higher professional education is presented. Education in the area of information security is considered as an example. This form allows feedback of the university and the employers and contributes to effective management of the quality of education.

INFORMATION SECURITY. SPECIAL HIGHER PROFESSIONAL EDUCATION. SCIENTIFIC-EDUCATIONAL CLUSTER.

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ ВЕДОМОСТИ СПбГУ

№ 2 (145) 2012

Учредитель – Санкт-Петербургский государственный политехнический университет

Издание зарегистрировано в Госкомпечати РФ, свидетельство № 013165 от 23.12.94

Редакция журнала

канд. техн. наук, д-р экон. наук, профессор *А.В. Бабкин* – научный редактор

Е.А. Калинина – литературный редактор, корректор

Г.А. Пышкина – ответственный секретарь, выпускающий редактор

Телефон редакции 552-62-16, 297-18-21

E-mail: infocom@spbstu.ru

Компьютерная верстка *А.Н. Смирнов*

Директор Издательства Политехнического университета *А.В. Иванов*

Лицензия ЛР № 020593 от 07.08.97

Подписано в печать 26.04.2012. Формат 60×84 1/8. Бум. тип. № 1.
Печать офсетная. Усл. печ. л. 21,39. Уч.-изд. л. 21,39. Тираж 1000. Заказ

Санкт-Петербургский государственный политехнический университет
Издательство Политехнического университета
член Издательско-полиграфической ассоциации университетов России
Адрес университета и издательства: 195251, Санкт-Петербург, Политехническая ул., д. 29.