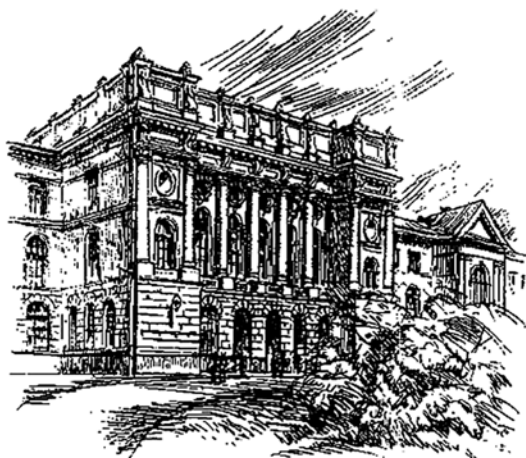




НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ ВЕДОМОСТИ

САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО
ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

Информатика. Телекоммуникации.
Управление

2(169) 2013

НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ ВЕДОМОСТИ САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКОГО ГОСУДАРСТВЕННОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ

Васильев Ю.С., академик РАН (председатель); *Алферов Ж.И.*, академик РАН;
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;
Фортов В.Е., академик РАН.

РЕДАКЦИОННАЯ КОЛЛЕГИЯ

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.

ИНФОРМАТИКА. ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ. УПРАВЛЕНИЕ

РЕДАКЦИОННЫЙ СОВЕТ ЖУРНАЛА

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 ЖУРНАЛА

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;
Антонов В.И., д-р техн. наук, профессор;
Голландцев Ю.А., д-р техн. наук, профессор;
Карпов 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 с 1995 года издается под научно-методическим руководством Российской академии наук. С 2008 года выпускается в составе сериального периодического издания «Научно-технические ведомости СПбГПУ» ISSN 1994-2354.

Журнал с 2002 года входит в Перечень ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы основные результаты диссертаций на соискание ученой степени доктора и кандидата наук.

Сведения о публикациях представлены в Реферативном журнале ВИНТИ РАН, в международной справочной системе «Ulrich`s Periodical Directory».

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере информационных технологий и массовых коммуникаций (Роскомнадзор). Свидетельство о регистрации ПИ № ФС77-51457 от 19.10.2012 г.

Подписной индекс **47517** 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>

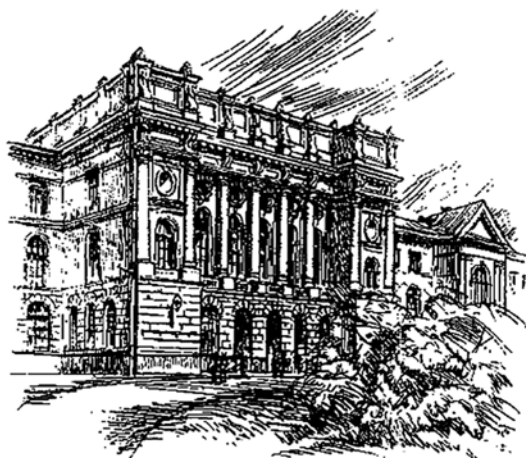
При перепечатке материалов ссылка на журнал обязательна.

Точка зрения редакции может не совпадать с мнением авторов статей.

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

© Санкт-Петербургский государственный политехнический университет, 2013

THE MINISTRY OF EDUCATION AND SCIENCE OF THE RUSSIAN FEDERATION



ST. PETERSBURG STATE POLYTECHNICAL UNIVERSITY JOURNAL

Computer Science.
Telecommunications and Control Systems

2(169) 2013

Polytechnical University Publishing House
Saint Petersburg
2013

ST. PETERSBURG STATE POLYTECHNICAL UNIVERSITY JOURNAL

EDITORIAL COUNCIL

Y.S. Vasiliev – full member of the Russian Academy of Sciences, President of the St. Petersburg State Polytechnical University, editor-in-chief; *Zh.I. Alferov* – full member of the Russian Academy of Sciences; *V.V. Kostiuk* – full member of the Russian Academy of Sciences; *V.V. Lopota* – corresponding member of the Russian Academy of Sciences; *V.V. Okrepilov* – full member of the Russian Academy of Sciences; *B.E. Paton* – full member of the Russian Academy of Sciences and the National Academy of Sciences of Ukraine; *A.I. Rudskoy* – corresponding member of the Russian Academy of Sciences; *M.P. Fedorov* – full member of the Russian Academy of Sciences; *V.E. Fortov* – full member of the Russian Academy of Sciences.

EDITORIAL BOARD

Y.S. Vasiliev – full member of the Russian Academy of Sciences, President of the St. Petersburg State Polytechnical University, editor-in-chief; *D.G. Arseniev* – Dr.Sc.(tech.), prof.; *A.V. Babkin* – Dr.Sc. (econ.), prof., deputy editor-in-chief; *V.N. Boronin* – Dr.Sc.(tech.), prof.; *V.V. Glukhov* – Dr.Sc. (econ.), prof.; *R.V. Degtyareva* – Dr.Sc. (history), prof.; *A.V. Ivanov* – Dr.Sc.(tech.); *V.K. Ivanov* – Dr.Sc.(phys.-math.), prof.; *V.V. Kozlovsky* – Dr.Sc.(phys.-math.), prof.; *A.I. Rudskoy* – corresponding member of the Russian Academy of Sciences, deputy editor-in-chief; *R.M. Yusupov* – corresponding member of the Russian Academy of Sciences.

COMPUTER SCIENCE. TELECOMMUNICATIONS AND CONTROL SYSTEMS

EDITORIAL COUNCIL JOURNAL

R.M. Yusupov – corresponding member of the Russian Academy of Sciences, head of the editorial council; *S.M. Abramov* – corresponding member of the Russian Academy of Sciences; *V.V. Voevodin* – corresponding member of the Russian Academy of Sciences; *V.S. Zaborovsky* – Dr.Sc.(tech.), prof.; *V.N. Kozlov* – Dr.Sc.(tech.), prof.; *A.E. Fotiadi* – Dr.Sc.(phys.-math.), prof.; *I.G. Chernorutsky* – Dr.Sc.(tech.), prof.

EDITORIAL BOARD JOURNAL

R.M. Yusupov – corresponding member of the Russian Academy of Sciences, head of the editorial board;
D.G. Arseniev – Dr.Sc.(tech.), prof., deputy head of the editorial board;
A.V. Babkin – Dr.Sc. (econ.), prof., deputy head of the editorial board;
V.I. Antonov – Dr.Sc.(tech.), prof.;
Y.A. Gollandtsev – Dr.Sc.(tech.), prof.;
Y.G. Karpov – Dr.Sc.(tech.), prof.;
A.S. Korotkov – Dr.Sc.(tech.), prof.;
S.B. Makarov – Dr.Sc.(tech.), prof.;
S.M. Ustinov – Dr.Sc.(tech.), prof.;
I.A. Tsikin – Dr.Sc.(tech.), prof.;
V.P. Shkodyrev – Dr.Sc.(tech.), prof.;
V.Ye. Klavdiev – Candidate of Technical Sciences, associate prof.

The journal is published under scientific and methodical guidance of the Russian Academy of Sciences since 1995. The journal is published since 2008 as part of the periodical edition «Nauchno-tekhnicheskie vedomosti SPbGPU» (ISSN 1994-2354).

The journal is included in the List of Leading Peer-Reviewed Scientific Journals and other editions to publish major findings of PhD theses for the research degrees of Doctor of Sciences and Candidate of Sciences.

The publications are presented in the VINITI RAS Abstract Journal and Ulrich's Periodical Directory International Database.

The journal is registered with the Federal Service for Supervision in the Sphere of Telecom, Information Technologies and Mass Communications (ROSKOMNADZOR). Certificate ПИ № ФЦ77-51457 issued Oct. 19, 2012.

Subscription index **47517** in the «Journals and Magazines» catalogue, Rospechat agency.

The journal is on the Russian Science Citation Index (RSCI) database

© Scientific Electronic Library (<http://elibrary.ru/>).

No part of this publication may be reproduced without clear reference to the source.

The views of the authors can contradict the views of the Editorial Board.

The address: 195251 Polytekhnicheskaya Str. 29, St. Petersburg, Russia.

Содержание

Инфокоммуникационные технологии

Душутина Е.В., Столяренко Ю.А. Формальная модель временного обязательства в многоагентных системах реального времени	9
---	---

Телекоммуникационные системы и компьютерные сети

Садовников В.Ю. Сравнение алгоритмов распределения ресурсов сетей доступа	17
--	----

Проблемы передачи и обработки информации

Соловьёв А.А., Каменецкий Б.С., Литвинов А.А. Имитационное моделирование совместного использования M -ичных ортогональных стохастических широкополосных сигналов и LDPC кода	23
Венедиктов В.Т., Цикин И.А., Щербинина Е.А. Прием и обработка сигналов спутниковых навигационных систем в задаче пространственного позиционирования	29
Давыденко А.С., Макаров С.Б. Применение метода эталонной разности фаз для определения пространственной ориентации объекта	39

Радиотехника, антенны, СВЧ-устройства

Сосунов Б.В., Бородулин Р.Ю. Конструкционный синтез элементов фазированных антенных решеток	47
--	----

Математическое моделирование: методы, алгоритмы, технологии

Житников В.П., Житникова Н.И., Поречный С.С. Экстремальные свойства гидродинамических характеристик отрывного обтекания гибкой воздухоопорной оболочки вблизи экрана	55
Иванов С.В. Алгоритмы корректной интерпретации информационных характеристик сложного процесса	63
Антонов В.И., Загайнов А.И., Ву ван Куанг Автоматизированное программное обеспечение для численных мультифрактальных исследований	71
Холодных П.В. Метод выработки решений по реконфигурации структурно-сложной системы для восстановления ее работоспособности при произвольной комбинации отказавших элементов	78
Данилова Н.В., Гробер Т.А. Определение справедливой цены для одной модели (B,S)-рынка с дивидендами	86
Веренинов И.А., Веренинов А.А. Алгоритмы компьютерного моделирования переноса ионов в клетках	91
Андреев И.А. Повышение эффективности методики идентификации дефектов изоляции электроэнергетического оборудования	98
Петунин А.А., Ченцов А.Г., Ченцов П.А. К вопросу о маршрутизации движения инструмента в машинах листовой резки с числовым программным управлением	103

Арсеньев Д.Г., Котов В.В., Полянский В.А., Смирнова Н.А. Биоморфное управление в задаче о виброизоляции случайных колебаний.....	112
---	------------

Приборы, информационно-измерительные системы

Сонькин К.М. Распознавание паттернов мозговой активности на основе метода символьной регрессии.....	117
--	------------

Электроника, технологии производства материалов электронной техники

Васильев А.Е., До Суан Тьен, Кабесас Д., Садин Я.Д., Донцова А.В. Методологические аспекты и инструментальные средства автоматизированного проектирования функционально-ориентированных микроконтроллеров для встраиваемых приложений.....	123
---	------------

Управление в социальных и экономических системах

Рыбак В.А. Технология поддержки принятия решений в области рационального природопользования	135
--	------------

Родионова Е.А., Эпштейн М.З., Петухов Л.В. Многомерная оценка инвестиционных проектов на основе интервальных предпочтений.....	141
---	------------

Сведения об авторах.....	151
---------------------------------	------------

Contents

Infocommunication technologies

Dushutina E.V., Stolyarenko Yu.A. <i>Formal model of temporal commitment in real-time multi-agent systems</i>	9
--	---

Telecommunication systems and computer networks

Sadovnikov V.Yu. <i>Comparison of algorithms for the resource distribution between access networks.....</i>	17
--	----

Information transfer and processing

Kamenetckii B.S., Litvinov A.A., Soloviev A.A. <i>Analysis of characteristics of joint using of M-ary orthogonal stochastic broadband signals and LDPC codes.....</i>	23
Venediktov V.T., Tsikin I.A., Shcherbinina E.A. <i>Satellite navigation signals processing in the framework of space positioning</i>	29
Davydenko A.S., Makarov S.B. <i>Application of a method of a reference phases difference for definition of spatial object orientation</i>	39

Radio engineering, aeriels, SHF-devices

Sosunov B.V., Borodulin R.Yu. <i>Constructural synthesis of element of a fased array of antennas</i>	47
---	----

Mathematical modelling: methods, algorithms, technologies

Zhitnikov V.P., Zhitnikova N.I., Porechny S.S. <i>Extremal properties of the hydrodynamic characteristics of separated flow about flexible air supported shell near a screen</i>	55
Ivanov S.V. <i>Algorithms for correct interpretation of information characteristics complex process</i>	63
Antonov V.I., Zagaynov A.I., Vu van Quang <i>From the basis of numerical multifractal research to create automated software.....</i>	71
Kholodnykh P.V. <i>Method of reconfiguration of structurally complex system for the restoration of availability at a random combination of failed elements</i>	78
Danilova N.V., Grober T.A. <i>The fair price calculation for the (B,S)-market model with dividends</i>	86
Vereniniov I.A., Vereniniov A.A. <i>Algorithms of computer modelling of ion interaction in cells</i>	91
Andreev I.A. <i>Improving the efficiency method of identification insulation defects of power equipment</i>	98
Petunin A.A., Chentsov A.G., Chentsov P.A. <i>To the question about instrument routing in the automated machines of the sheet cutting</i>	103
Arseniev D.G., Kotov V.V., Polyanskiy V.A., Smirnova N.A. <i>Biomorphic control in problem of vibroisolation of random vibrations</i>	112

Devices, information-measuring systems

Sonkin K.M. <i>Brain activity pattern recognition based on symbolic regression</i>	117
---	-----

Electronics, electronic equipment material production technologies

Vassiliev A.E., Đỗ Xuân Tiến, Cabezas D., Sadin Ya.D., Dontsova A.V. <i>Methodological aspects and CAD tools for functionally-oriented embedded microcontrollers</i>	123
---	-----

Management in social and economic systems

Rybak V.A. <i>Technology decision support for environmental management</i>	135
Rodionova E.A., Epstein M.Z., Petukhov L.V. <i>Multivariable estimation of investment projects based on the interval preference relation</i>	141
<i>List of authors</i>	151

УДК 004.4, 004.75

Е.В. Душутина, Ю.А. Столяренко
Санкт-Петербург, Россия

ФОРМАЛЬНАЯ МОДЕЛЬ ВРЕМЕННОГО ОБЯЗАТЕЛЬСТВА В МНОГОАГЕНТНЫХ СИСТЕМАХ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ

E.V. Dushutina, Yu.A. Stolyarenko
St.-Petersburg, Russia

FORMAL MODEL OF TEMPORAL COMMITMENT IN REAL-TIME MULTI-AGENT SYSTEMS

Представлена формальная модель взаимодействия агентов в ресурсно-критических многоагентных системах с использованием математического аппарата теории множеств и отношений и применением RTCTL. Предложено расширение концепции обязательства посредством внесения временного параметра в качестве условия выполнимости обязательства.

МНОГОАГЕНТНАЯ СИСТЕМА. РЕАЛЬНОЕ ВРЕМЯ. КОММУНИКАТИВНЫЙ АКТ. АГЕНТ РЕАЛЬНОГО ВРЕМЕНИ. ВРЕМЕННОЕ ОБЯЗАТЕЛЬСТВО. АГЕНТНАЯ АРХИТЕКТУРА. FIPA. RTCTL.

The formal model of inter-agent communication in real-time multi-agent systems is presented on the basis of the set theory and logics, using RTCTL. Proposed the extension of the commitment concept by embedding the temporal parameter as a necessary condition of the correct execution in real time.

MULTI-AGENT SYSTEM. REAL TIME. COMMUNICATIVE ACT. REAL-TIME AGENT. TEMPORAL COMMITMENT. AGENT ARCHITECTURE. FIPA. RTCTL.

В данной статье рассмотрен один из возможных подходов к формализованному описанию взаимодействия агентов в ресурсно-критических многоагентных системах (МАС). Предложено расширение концепции обязательства посредством внесения временного параметра в качестве условия выполнимости обязательства. Составлена семантика языка временного обязательства. Представлена формальная модель взаимодействия с использованием математического аппарата теории множеств и отношений, с применением RTCTL.

Современные многоагентные технологии позволяют создавать системы нового уровня сложности, рассматривая их как сообщество автономных кооперирующихся и взаимодействующих друг с другом компонентов с возможностью рас-

пределения управления и данных. Подходы и методы, традиционно применяемые для построения многоагентных систем (МАС) информационного характера в системах искусственного интеллекта, представляют интерес и для реализации в системах управления и системах реального времени. Теоретические исследования и технологические разработки в данной области ведутся достаточно широко и активно. Наибольшую сложность представляют вопросы, связанные с процессами взаимодействия агентов при коллективном решении практических задач, поскольку каждый агент, выполняющий свою подзадачу, имеет лишь частичное представление об общей задаче и должен постоянно взаимодействовать с другими агентами. Ситуация еще более усложняется, если необходимо учитывать взаимодействие агентов

в условиях ресурсных ограничений и реального времени. Агент, решая свою задачу, должен координировать и синхронизировать свои действия с другими агентами в системе, при этом у него, как правило, нет возможности полностью или частично контролировать выполнение задач другими агентами. Таким образом, он нуждается в определенной гарантии со стороны других агентов: завершить выполнение задачи в установленный срок и соблюсти заданные ограничения на потребление ресурсов.

В связи с этим в рамках проводимых исследований предлагается формирование некоторого унифицированного набора коммуникационных средств и моделей агентов в соответствии с существующими современными стандартами и спецификациями взаимодействия в составе платформы, предназначенной для разработки ресурсно-критических многоагентных систем (МАС), функционирующих в условиях заданных ограничений.

Предлагается формализованный способ описания взаимного поведения агентов МАС указанного класса. Каждый агент, входящий в состав такой МАС, должен получать информацию о внешней среде и непосредственно влиять на нее через свои действия. При этом существует непустое подмножество агентов, удовлетворяющих требованиям функционирования в реальном масштабе времени, что означает выполнение действия за выделенное время, гарантируя соответствие скорости реакции агента скорости изменения среды.

В качестве основы совместных действий будем рассматривать структуры *обязательств* (широко используемые в социальных системах). По сути обязательство – это форма определения связей между агентами. Исходя из существующих обязательств, агент может формировать поведенческую и событийную модели функционирования системы, т. е. предвидеть поведение других агентов, прогнозировать будущие события и планировать собственные действия.

Чаще всего встречаются обязательства одного агента перед другим. Обычно они связаны с обещанием одного агента другому выполнить действие по его просьбе. В соответствии с [1] обязательство можно представить в виде:

$$C = \langle id, x, y, p \rangle,$$

где id – уникальный идентификатор каждого

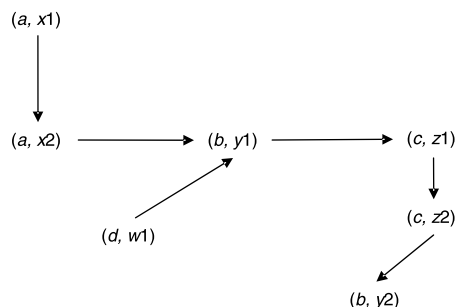


Рис. 1. Фрагмент графа зависимостей между действиями агентов

социального обязательства; x и y – агенты, участвующие в социальном обязательстве: x – агент, выполняющий задачу (должник); y – агент, запрашивающий выполнение задачи (кредитор); p – условие, которое должно быть выполнено для активизации обязательства.

Обязательства агента могут побуждать его к деятельности, в частности, совместной деятельности с другими агентами. Именно обязательства агентов друг перед другом лежат в основе их действий. Пусть $A = \{a, b, c, d\}$ – множество агентов, а $ACT = \{X, Y, Z, W\}$ – множество действий, которые им надо выполнить. Здесь $X = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ – множество действий агента a , $Y = \{y_1, y_2, \dots, y_m\}$ – множество действий агента b и т. п.

На основе обязательств агентов друг перед другом формируются структуры зависимостей между их действиями. Так, если агент a взял обязательство перед агентом b выполнить действие x , то агент b также взял обязательство перед c выполнить действие y , зная, что действие y зависит от действия x . Подобные зависимости можно записать в виде $(b, y) \leftarrow (a, x)$, т. е. действие y агента b зависит от действия x агента a (связь $\leftarrow$ интерпретируется как влияние).

На рис. 1 показаны различные виды зависимостей между действиями [2]. Во-первых, существуют элементарные зависимости текущих действий агентов от других действий тех же самых агентов. Во-вторых, чаще всего бывают зависимости действий агентов одновременно как от своих, так и от чужих действий. В частности, действие y агента b зависит как от выполнения действия x_2 агента a , так и от действия w_1 агента d . Встречаются и более сложные виды обязательства, например, когда выполнение действия y_2 агента b непосредственно зависит от выполнения действия z_2 агента c и неявно зависит от действия y_1 агента b .

Обязательство между двумя агентами является базисом, на основе которого можно описать различные варианты сложных взаимодействий между агентами по выполнению обязательств.

Расширим концепцию обязательства – внесем в обязательство временной параметр, это позволит проводить рассуждения о том, когда обязательство выполняется или нарушается, и возможна ли ситуация, когда оно невыполнимо.

Временное обязательство – обязательство агента перед другим агентом по выполнению действия с учетом временных ограничений. Временное обязательство представим в виде кортежа:

$$TC = \langle id, x, y, \varphi, t \rangle,$$

где id, x, y – такие же параметры, как и в исходном обязательстве; φ – действие, которое обязуется выполнить агент x для агента y ; $t = \langle t_i, t_f \rangle$ – кортеж, описывающий временное ограничение на выполнения обязательства: t_i – момент времени начала выполнения действия, можно задать как интервал времени $[t_{i1}, t_{i2}]$, при этом $t_{i1} \leq t_{i2}$; t_f – момент завершения выполнения действия, можно задать в виде интервала времени $[t_{f1}, t_{f2}]$, при этом $t_{f1} \leq t_{f2}$.

В соответствии с этим определением можно выделить различные варианты представления временного обязательства:

$TC = \langle id, x, y, \varphi, \langle null, t_f \rangle \rangle$ – задано точное время окончания действия. Временное обязательство с указанием времени завершения;

$TC = \langle id, x, y, \varphi, \langle null, [t_{f1}, t_{f2}] \rangle \rangle$ – действие должно быть выполнено в интервале от t_{f1} до t_{f2} .

Временное обязательство с указанием временного интервала завершения.

$TC = \langle id, x, y, \varphi, \langle t_i, null \rangle \rangle$ – задано точное время начала выполнения действия. Временное обязательство с указанием времени начала выполнения;

$TC = \langle id, x, y, \varphi, \langle [t_{i1}, t_{i2}], null \rangle \rangle$ – агент x должен начать выполнять действие в интервале от t_{i1} до t_{i2} . Временное обязательство с указанием временного интервала, в котором должно начаться выполнение действия;

$TC = \langle id, x, y, \varphi, \langle [t_{i1}, t_{i2}], [t_{f1}, t_{f2}] \rangle \rangle$ – самая строгая формулировка временного обязательства, задан интервал времени начала и конца действия. Временное обязательство с указанием временных интервалов, в котором должно начаться и завершиться выполнение.

Состояние временного обязательства динамически меняется со временем. Приведем список состояний соответствующего автомата временного обязательства:

Unset – агент кредитор не может заставить агента должника выполнить задачу, но он может подать запрос на временное обязательство. В случае принятия агентом должником запроса, создается временное обязательство;

Active – агент должник обязуется выполнить все задачи, запрашиваемые агентом кредитором. Состояние временного обязательства, в котором агент должник активно выполняет задачу агента кредитора;

Fulfilled – агент должник, выполнив задачу агента кредитора и при этом не нарушив времен-

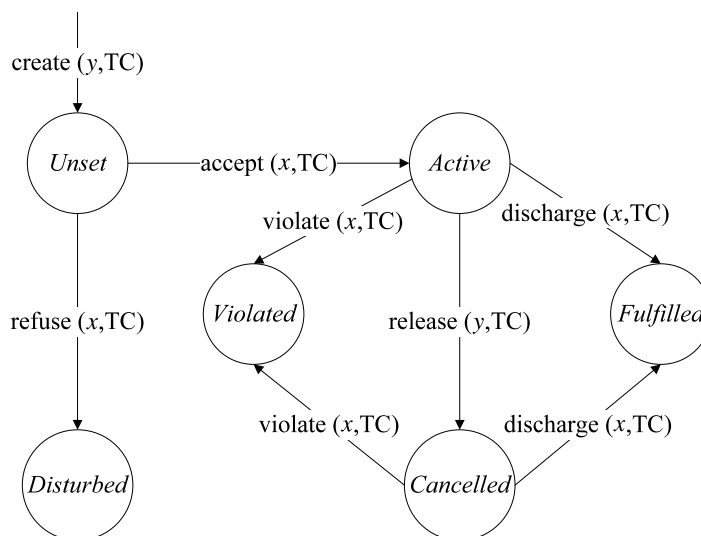


Рис. 2. Переходы между состояниями временных обязательств

ное ограничение, освобождается от своего временного обязательства;

Violated – в это состояние временное обязательство попадает, когда агент должник не выполняет задачу агента кредитора в заданное время;

Cancelled – временное обязательство было отменено агентом кредитором;

Disturbed – агент должник не согласился на выполнение временного обязательства.

Агентам, имеющим временные обязательства, необходимо задать набор операций, которые определяют связь между выполняемым действием и изменением состояния обязательства. Список *операций временного обязательства*:

create (x, TC) – создание временного обязательства, операция выполняется агентом должником;

cancel (x, TC) – отмена агентом должником выполнения временного обязательства;

release (y, TC) – отмена агентом кредитором выполнения временного обязательства;

assign (y, z, TC) – замена агента кредитора временных обязательств s у на z ;

violate (x, TC) – невыполнение агентом должником временного обязательства;

delegate (x, z, TC) – замена агента должника s на z ;

discharge (x, TC) – выполнение агентом должником временного обязательства;

activate (x, TC) – запуск агентом должником действия, запрашиваемого агентом кредитором;

accept (y, TC) – агент кредитор соглашается на создание обязательства.

Управление временным обязательством должно выполняться последовательно. Состояния временного обязательства являются взаимоисключающими. На рис. 2 представлены переходы между состояниями временных обязательств.

Для формализованного описания свойств системы часто используется некоторый логический язык, интерпретация формул которого производится на некоторой формальной модели системы. Наиболее простым логическим языком является пропозициональная логика, именуемая также *логикой высказываний* [3], она входит практически в любой формальный логический язык. Для *реактивных систем* необходимо описание переходов между состояниями для отображения взаимодействия с окружающей средой и откликов на внешние воздействия. Для описания последова-

тельностей переходов между состояниями реактивной системы целесообразно использовать темпоральные логики. Это мощный инструмент для спецификации динамических систем, но некоторые свойства, связанные с описанием ограничений на время реакции, выразить в них достаточно сложно. Поэтому существует множество расширений темпоральной логики, в числе которых CTL, RTCTL, позволяющие в более удобном виде выражать подобные свойства. Например, логика RTCTL расширяет CTL ограниченным оператором $\gamma U_{\leq t} \varphi$, интерпретируемым как «не более чем через t шагов φ , а до тех пор γ » [4].

Опишем грамматику формального языка $\mathcal{L}$ в форме Бэкуса–Наура (БНФ) [5], где T является начальным символом языка $\mathcal{L}$.

G1 $T ::= \sigma \mid C \mid Q$

G2 $C ::= TC(id, x, y, \varphi, P)$

G3 $P ::= \langle [t_{i1}, t_{i2}], [t_{f1}, t_{f2}] \rangle$

G4 $Q ::= activate(x, C) \mid discharge(x, C) \mid$
 $violate(x, C) \mid done(\varphi) \mid refuse(x, C) \mid release(y, C) \mid$
 $create(y, C)$

G5 $T ::= T \wedge T$: Дизъюнкция

G6 $T ::= \neg T$: Отрицание

G7 $T ::= T \vee T$: Конъюнкция

G8 $T ::= AT$: Квантор всеобщности

G9 $T ::= ET$: Квантор существования

G10 $T_1, T_2 \in T \Rightarrow T ::= T_1 \cup T_2$: Имеется состояние, в котором соблюдается второе свойство T_2 , а до этого времени соблюдается T_1

G11 $T_1, T_2 \in T \Rightarrow T ::= T_1 \cup_{\leq k} T_2$: Существует точка k , от которой будет верно свойство T_2 , а до тех пор соблюдается T_1

G12 $T_1, T_2 \in T \Rightarrow T ::= T_1 \cup_{\geq k} T_2$

Перейдем к описанию семантики языка $\mathcal{L}$, для этого определим концепцию временного обязательства с помощью формальной модели, основанной на структуре Крипке. Моделью Крипке M над множеством атомарных высказываний AP назовем четверку $M = (S, S_0, R, L)$, в которой:

S – конечное множество состояний;

$S_0 \subseteq S$ – множество начальных состояний;

$R \subseteq S \times S$ – отношение переходов, которое обязано быть тотальным, т. е. для каждого состояния $s \in S$ должно существовать такое состояние $s' \in S$, что имеет место $R(s, s')$;

$L : S \rightarrow 2^{AP}$ – функция, которая помечает каждое состояние множества атомарных высказываний, истинных в этом состоянии;

бесконечный путь в модели Крипке: $\pi = \langle s_0, s_1, s_2 \dots \rangle$, где $s_i \in S$;



суффикс π^i пути $\pi : \pi^i = \langle s_i, s_{i+1}, s_{i+2} \dots \rangle$;
формула f выполняется на пути π модели

Крипке M : $M, \pi \models f$.

Семантика формул языка $\mathcal{L}$:

R1 $M, s \models p \wedge q \Leftrightarrow M, s \models p$ and $M, s \models q$.

R2 $M, s \models p \vee q \Leftrightarrow M, s \models p$ or $M, s \models q$.

R3 $M, s \models \neg p \Leftrightarrow M, s \not\models p$.

R4 $M, s \models Ap \Leftrightarrow \forall s \in S : M, s \models p$.

R5 $M, s \models Ep \Leftrightarrow \exists s \in S : M, s \models p$.

R6 $M, s \models p \cup q \Leftrightarrow [\exists s^i \in S / s \preceq s^i : M, s^i \models p] \Rightarrow [\forall s^j / s \preceq s^j \preceq s^i : M, s^j \models p]$.

R7 $M, s \models ApU^{\leq n} q \Leftrightarrow [\exists s^n \in S / s \preceq s^n : M, s^n \models q] \Rightarrow [\forall s^i / i \leq n \wedge s \preceq s^i \preceq s^n : M, s^i \models p]$.

R8 $M, s \models AG^{\leq n} p \Leftrightarrow \forall s^n \in S \wedge \forall i \leq n : M, s^i \models p$.

R9 $M, s \models AF^{\leq n} p \Leftrightarrow \forall s^n \in S \wedge \exists i \leq n : M, s^i \models p$.

R10 $M, s \models EpU^{\leq n} q \Leftrightarrow [\exists s^n \in S / s \preceq s^n : M, s^n \models q] \Rightarrow [\exists s^i / i \leq n \wedge s \preceq s^i \preceq s^n : M, s^i \models p]$.

R11 $M, s \models AG^{\leq n} p \Leftrightarrow \forall s^n \in S \wedge \forall i \leq n : M, s^i \models p$.

R12 $M, s \models AF^{\leq n} p \Leftrightarrow \exists s^n \in S \wedge \exists i \leq n : M, s^i \models p$.

R13 $M, s \models ApU^{\geq n} q \Leftrightarrow [\exists s^n \in S / s^n \preceq s : M, s^n \models q] \Rightarrow [\forall s^i / i \geq n \wedge s^n \preceq s^i \preceq s : M, s^i \models p]$.

R14 $M, s \models EpU^{\geq n} q \Leftrightarrow [\exists s^n \in S / s^n \preceq s : M, s^n \models q] \Rightarrow [\exists s^i / i \geq n \wedge s^n \preceq s^i \preceq s : M, s^i \models p]$.

R15 $M, s \models \forall x f(x) \Leftrightarrow \forall n \in N : M, s \models f(n)$.

R16 $M, s \models \forall (x \leq a) f(x) \Leftrightarrow \forall n \in N \wedge \wedge n \leq a : M, s \models f(n)$.

R17 $M, s \models \exists x f(x) \Leftrightarrow \exists n \in N : M, s \models f(n)$.

R18 $M, s \models \exists (x \leq a) f(x) \Leftrightarrow \forall n \in N \wedge \wedge n \leq a : M, s \models f(n)$.

Приведем формальные определения операций, проводимые над временным обязательством с использованием грамматических формул, описанных выше.

Семантическое правило R19 демонстрирует создание временного обязательства в модели M , с учетом временных ограничений, определяемых кортежем $\langle [t_{i1}, t_{i2}] [t_{f1}, t_{f2}] \rangle$. Временное обязательство становится активным в промежутке времени от t_{i1} до t_{i2} и завершается в промежутке времени между t_{f1} и t_{f2} :

R19 $M, s \models create(x, tc(id, x, y, \phi, \langle [t_{i1}, t_{i2}] \times [t_{f1}, t_{f2}] \rangle)) \Rightarrow$

$\Rightarrow M, s \models tc(id, x, y, \phi, \langle [t_{i1}, t_{i2}] [t_{f1}, t_{f2}] \rangle) \wedge$

$\wedge M, s \models AG^{t_{i1}} \neg activate(x, tc) \wedge M, s \models$

$\models AF^{\leq t_{i2}} activate(x, tc) \wedge$

$\wedge M, s \models AG^{t_{f1}} \neg discharge(x, tc) \wedge M, s \models$

$\models AF^{\leq t_{f2}} discharge(x, tc) \wedge$

$\wedge s^{t_{i2}} \prec s^{t_{f1}} \wedge \forall x_1, y_1, \phi_1 : M, s \not\models tc(id, x_1, y_1, \phi_1, T)$.

Правило R20 (*release*) в модели M определя-

Таблица 1

Create – Request

Операция	Create
Краткое описание акта	Request (запрос) – отправитель просит приемник выполнить действие. В содержании сообщения описывается действие на языке, который понимает приемник. Важной особенностью является создание композитных разговоров между агентами
Формальная модель	$\langle i, request(j, a) \rangle$ $FP : FP(a)[i \setminus j] \wedge B_i Agent(j, a) \wedge \neg B_i I_j Done(a)$ $RE : Done(a)$

Таблица 2

Accept – Agree

Операция	Accept
Краткое описание акта	Agree (соглашаться) – агент соглашается в будущем выполнить действие, описанное в запросе (request) от другого агента
Формальная модель	$\langle i, agree(j, \langle i, act \rangle, \phi) \rangle \equiv \langle i, inform(j, I_i, Done(\langle i, act \rangle, \phi)) \rangle$ $FP : B_i a \wedge \neg B_i (Bif_j a \vee Uif_j a)$ $RE : B_j a$

ет отмену обязательства агентом кредитором:

R20 $M, s \models \text{release}(y, C) \Rightarrow M, s \models AG \neg C$.

Правило R21 в модели M определяет отмену обязательства агентом должником:

R21 $M, s \models \text{refuse}(x, C) \Rightarrow M, s \models AG \neg C$.

Правило R22 описывает завершение выполнения временного обязательства:

R22 $M, s \models \text{discharge}(x, C) \Rightarrow M, s \models$

$\models AG(\text{active}(x, C) \wedge \text{done}(\varphi)U^{\leq k} \neg C)$.

Правило R23 учитывает нарушение временного обязательства, которое возникает в двух случаях: временное обязательство не было вовремя начато или завершено

R23 $M, s \models \text{violate}(x, tc(id, x, y, \varphi([t_{i1}, t_{i2}], [t_{f1}, t_{f2}])) \Rightarrow$
 $M, s \models \text{violate}(x, tc(id, x, y, \varphi([t_{i1}, t_{i2}], [t_{f1}, t_{f2}])) \Rightarrow$

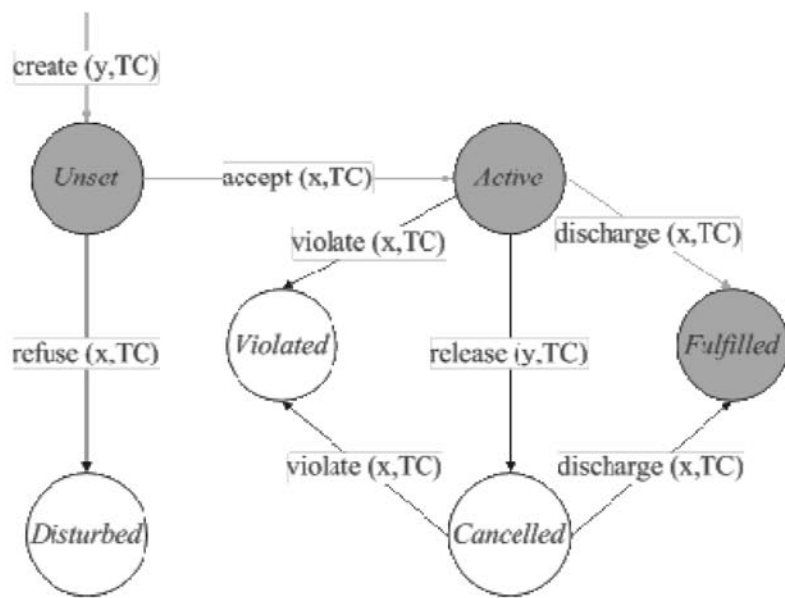


Рис. 3. Агент должник вовремя выполнил временное обязательство

$$\Rightarrow M, s \models A \left[\begin{array}{l} activate(x, tc(id, x, y, \varphi, \langle [t_{i1}, t_{i2}] [t_{f1}, t_{f2}] \rangle)) U^{\leq t^*} \\ \neg discharge(x, tc(id, x, y, \varphi, \langle [t_{i1}, t_{i2}] [t_{f1}, t_{f2}] \rangle)) \wedge s^{t_{f1}} \preceq s^{t^*} \preceq s^{t_{f2}} \end{array} \right] \vee$$

$$\vee M, s \models A \left[\begin{array}{l} create(x, tc(id, x, y, \varphi, \langle [t_{i1}, t_{i2}] [t_{f1}, t_{f2}] \rangle)) U^{\leq t^*} \\ \neg activate(x, tc(id, x, y, \varphi, \langle [t_{i1}, t_{i2}] [t_{f1}, t_{f2}] \rangle)) \wedge s^{t_{i1}} \preceq s^{t^*} \preceq s^{t_{i2}} \end{array} \right].$$

Определим правило, активизирующее временное обязательство, созданное ранее. Временное обязательство не должно быть нарушенным, отмененным или завершенным:

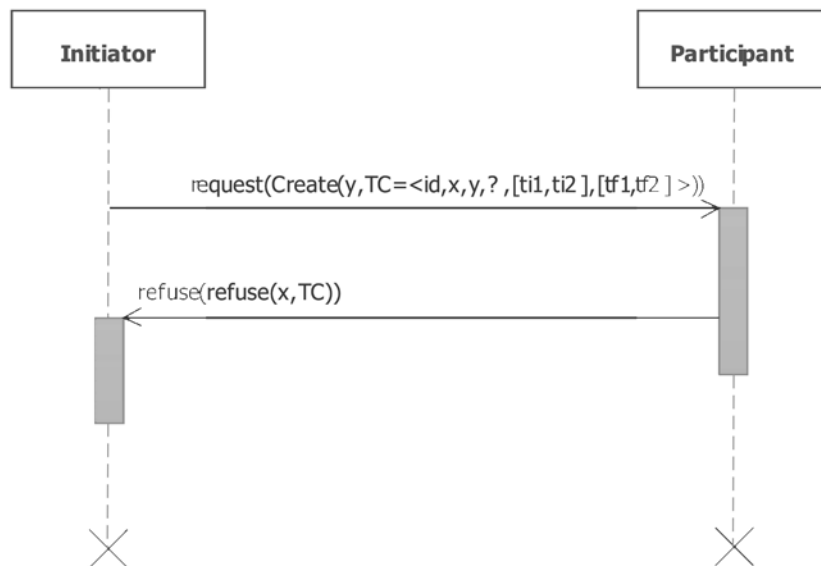
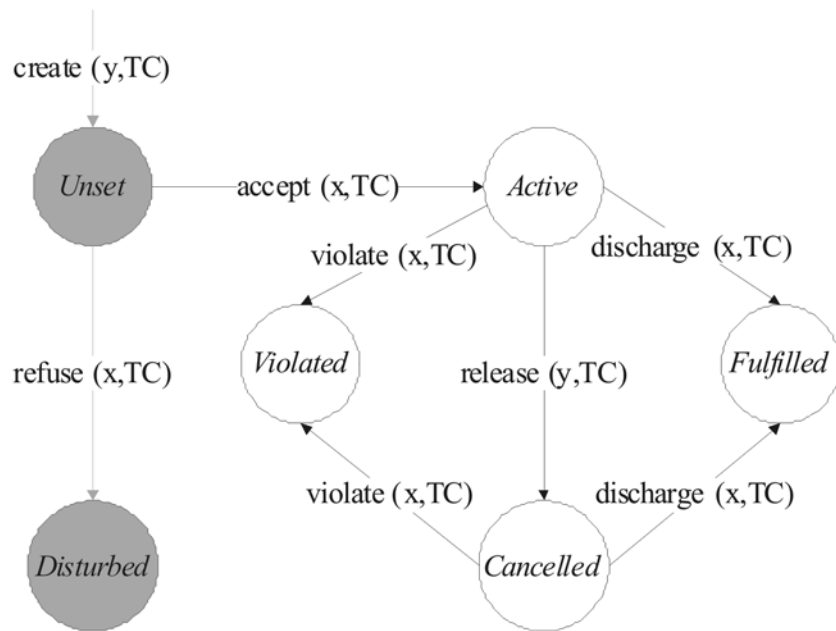


Рис. 4. Посылка агентом кредитором запроса (request), на который должник ответил отказом (refuse)

$R24 \ M, s \models activate(x, C) \Rightarrow Acreate(x, C)U^{\leq t} (\neg violate(x, C) \wedge \neg discharge(x, C) \wedge \neg cancel(x, C)).$

Каждой операции временного обязательства можно поставить в соответствие *коммуникативный акт* из спецификации FIPA. Например, операция создания (*create*) временного обязательства соответствует коммуникативному акту запроса – *request*. Пара примеров таких соответствий приведена в табл. 1 и 2, остальные устанавливаются аналогично.

На основе введенной *концепции временного обязательства* можно описать *протокол взаимодействия временного обязательства*, позволяющий одному агенту заставить другого агента выполнить действие в заданных временных ограничениях. При изменении состояния временного обязательства происходит обмен сообщениями между агентами.

В качестве иллюстрации фрагментов протокола взаимодействия приведем примеры ситуаций с различными исходами на рис. 3 и 4.

На рис. 4 агент кредитор подает запрос *request* ($\phi, [t_{i1}, t_{i2}] [t_{f1}, t_{f2}]$) на создание временного обязательства. В этом запросе прописывается запрашиваемое действие ϕ и временные интервалы, в которые нужно уложиться.

Таким образом, в статье представлена модель на основе концепции временного обязательства.

Составлена семантика языка временного обязательства, позволяющая исследовать выполнимость обязательства, условия его выполнимости, выявить ситуации, в которых реализация обязательства невозможна.

Выбраны коммуникативные акты из спецификации FIPA, соответствующие каждой операции временного обязательства, и произведено расширение выбранных коммуникативных актов за счет временного фактора.

Работа выполнена в рамках НИР № 01.2.006.08701 гос. регистрации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Castelfranchi, C.** Commitments: From individual intentions to groups and organizations [Text] / C. Castelfranchi // In: Proc. of the AAAI-93 Workshop on AI and Theories of Groups and Organizations: Conceptual and Empirical Research, 1993.
2. **Ferber, J.** Les systems multi-agents [Text] / J. Ferber // Vers une intelligence collective. –Paris: InterEditions, 1995.
3. **Кларк, Э.М. мл.** Верификация моделей программ: Model Checking [Текст] / Э.М. Кларк мл.,

О. Грамберг, Д. Пелед. –М.: МЦНМО, 2002. –416 с.

4. **Бугайченко, Д.Ю.** Разработка и реализация методов формально-логической спецификации самонастраивающихся мультиагентных систем с временными ограничениями [Текст] / Д.Ю. Бугайченко. –2007.

5. **Паронджанов, С.С.** Модели, методы и программные средства организации взаимодействия интеллектуальных агентов [Текст] / С.С. Паронджанов. –2008. –146 с.

REFERENCES

1. Castelfranchi C. Commitments: From individual intentions to groups and organizations / In: Proc. of the AAAI-93 Workshop on AI and Theories of Groups and Organizations: Conceptual and Empirical Research, 1993.
2. Ferber J. Les systems multi-agents. Vers une intelligence collective. – Paris: InterEditions, 1995.
3. Klark E.M. Ml., Gramberg O., Peled D. Verifikatsiia modelei programm: Model Checking. – Moscow:

MTSNMO, 2002. – 416 s. (rus)

4. Bugaichenko D.IU. Razrabotka i realizatsiia metodov formal'no-logicheskoi spetsifikatsii samonastraivaiushchikhsia mul'tiagentnykh sistem s vremennymi ograniicheniiami. –St. Petersburg: SPbGU, 2007. –259 s. (rus)

5. Parondzhanov S.S. Modeli, metody i programmnye sredstva organizatsii vzaimodeistviia intellektual'nykh agentov. – Moscow: MGIFI, 2008. – 185 s. (rus)

УДК 621.391;621.394/396;654.1

В.Ю. Садовников
Санкт-Петербург, Россия

СРАВНЕНИЕ АЛГОРИТМОВ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ РЕСУРСОВ СЕТЕЙ ДОСТУПА

V.Yu. Sadovnikov
St.-Petersburg, Russia

COMPARISON OF ALGORITHMS FOR THE RESOURCE DISTRIBUTION BETWEEN ACCESS NETWORKS

Продолжение статьи «Оптимизация доступа к FMC-услугам на основе критерия равномерной балансировки нагрузки между сетями доступа при миграции абонента». Представлено сравнение результатов работы алгоритмов распределения и балансировки нагрузки с алгоритмами, базирующимися на алгоритме FFD (First-Fit Decreasing).

СЕТЕВОЙ РЕСУРС. НАГРУЗКА. ТРАФИК. ПРОПУСКНАЯ СПОСОБНОСТЬ. АЛГОРИТМЫ. ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ.

The article is continuation of article «Optimization of access to FMC services from access networks with users migration based on uniform traffic load balancing criteria» and presents comparison of results of algorithms that perform traffic load distribution and balancing, and algorithms based on FFD (First-Fit Decreasing) method.

NETWORK RESOURCE. LOAD. TRAFFIC. TRAFFIC CAPACITY. ALGORITHMS. INCREASE OF EFFICIENCY.

В статье [1] представлены алгоритмы, позволяющие распределять и перераспределять услуги между сетями доступа.

В настоящей статье проводится сравнение результата работы данных алгоритмов с алгоритмами распределения запрашиваемого ресурса между сетями доступа, предложенными в [2], которые базируются на алгоритме FFD (First-Fit Decreasing).

Алгоритм FFD [3] решает задачу упаковки в контейнеры, где объекты предопределенной формы упаковываются в конечное число контейнеров предопределенной величины таким способом, чтобы число использованных контейнеров было наименьшим или количество, или объем упаковываемых объектов были наибольшими.

FFD всегда помещает самый большой элемент в списке в контейнер с наименьшим номером, имеющий достаточное место для этого элемента. В решении задачи распределения ресурсов сетей доступа контейнеры – это пропускные полосы сетей доступа, а объекты – это величины ширины полосы пропускания запрашиваемой услуги. FFD направляет заявку, требующую наибольшую полосу пропускания, в сеть с наименьшим номером, в которой имеется достаточный ресурс.

Авторы [2] изменяют порядок обработки заявок в очереди и алгоритм по принятию решения о выборе сети доступа (FFD), учитывая дополнительные критерии:

предпочтительность выбора определенной

Таблица 1

Характеристики пуассоновских процессов

Процесс	1	2	3	4	5	6	7	8	9
$1/\lambda$, с	20	16	12	8	4	4	4	4	4
$1/\mu$, с	4	4	4	4	4	8	12	16	20

сети доступа (строгое предпочтение, приоритет отдельной сети по сравнению с остальными, отсутствие приоритета);

возможность дробления запрашиваемой полосы пропускания на части;

минимизацию энергозатрат мобильными устройствами;

возможность перераспределения потоков данных между сетями доступа.

Предложены четыре варианта алгоритма,

Таблица 2

Характеристики классов услуг по типам трафика

Класс услуги	Тип трафика	Характеристики запрашиваемой полосы пропускания, кбит/с			Нормальная нагрузка на сеть				
		min	max	Шаг	Bluetooth	802.11b	802.11a	UMTS	GPRS
Речь	G.711	64	128	64	0,5	0,4	0,4	0,5	0,9
	G.729	8	16	8	0,5	0,4	0,4	0,5	0,9
Аудио	AAC	128	176	8	0,75	0,6	0,6	0,8	0,9
	MP3-CBR	64	320	16	0,8	0,65	0,65	0,9	0,95
	MP3-VBR	224	288	16	0,75	0,6	0,6	0,8	0,8
HD-видео H.264	176×144	150	200	25	0,8	0,8	0,8	0,9	1,0
	320×240	300	500	50	0,8	0,8	0,8	0,9	1,0
	640×480	1000	2000	50	0,8	0,8	0,8	0,9	1,0
	1280×720	5000	6000	250	0,8	0,8	0,8	0,95	1,0
	1920×1080	7000	9000	250	0,8	0,8	0,8	0,95	1,0
P2P	Torrent	64	10000	1	1,0	1,0	1,0	1,0	0,6
WEB	HTTP HTTPS	64	256	4	0,25	0,2	0,3	0,4	0,2
IM	IM	8	64	1	0,05	0,02	0,05	0,1	0,4
Почта	SMTP POP3	64	512	8	0,1	0,1	0,3	0,3	1,0
Трафик	Высокая нагрузка	64	10000	1	1,0	1,0	1,0	1,0	1,0
	Средняя нагрузка	64	10000	1	0,75	0,75	0,75	0,75	0,75
	Слабая нагрузка	64	10000	1	0,5	0,5	0,5	0,5	0,5
	Очень слабая нагрузка	64	10000	1	0,25	0,25	0,25	0,25	0,25

каждый из которых дополняет предыдущий, учитывая один новый из ранее перечисленных критериев. Эти алгоритмы выдают наиболее близкие к оптимальным результаты по энергопотреблению и пользовательским предпочтениям. Поскольку результаты симуляции работы каждого алгоритма несущественно отличаются друг от друга, рассмотрим один из них – First Fit Decreasing with Substitution (FFDwS) – выбор первой подходящей сети с подменой.

FFDwS, в отличие от FFD, обрабатывает заявки в очереди в другом порядке. Приоритизация представляет собой сортировку заявок по двум параметрам в порядке их убывания: сначала учитывается предпочтительность выбора определенной сети доступа, после чего – требуемая заявкой пропускная ширина полосы. Под подменой понимается перемещение ресурса, выделенного для ранее обработанной заявки, в другую сеть (если это возможно) с целью высвобождения полосы пропускания под ресурс, необходимый для удовлетворения поступившей на обработку заявки, предпочитающей эту сеть.

Однако не всегда запрошенная полоса пропускания может быть использована полностью, что означает неэффективность применения алгоритмов, базирующихся на FFD. В качестве примера можно привести ситуацию, когда сеть выделила пользователям большой объем ре-

сурсов, но при этом само использование этих ресурсов имеет малую интенсивность, т. е. свободного ресурса не остается, а сеть простаивает в бездействии.

Как следствие, для разработанных алгоритмов, представленных в [1], были взяты условия проведения эксперимента из [2]. Симуляция предполагает наличие пяти сетей доступа (Bluetooth, IEEE 802.11b, IEEE 802.11a, UMTS и GPRS), каждая из которых характеризуется пропускной способностью, задержками и параметрами энергосбережения. При этом выделение ресурса сетей моделируется девятью пуассоновскими процессами со своими значениями интенсивностей поступления λ и обслуживания μ заявок (см. табл. 1).

Учитывается, что каждая заявка может включать в себя запрос от одного до трех классов потоков данных со случайной шириной полосы доступа, с различными предпочтениями и приоритетами сетей доступа. В эксперименте, описанном в [2], классификации услуг нет, т. е. выделяемая полоса доступа загружена полностью, что не всегда верно. Разработанные алгоритмы распределения и балансировки нагрузки [1] учитывают в своих исходных данных классы услуг и нагрузку на сеть, создаваемую каждым классом, что позволяет избежать лишнего простаивания ресурса сети.

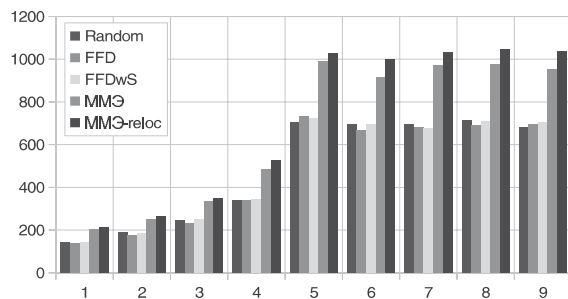
В табл. 2 сведены характеристики запраши-

Таблица 3

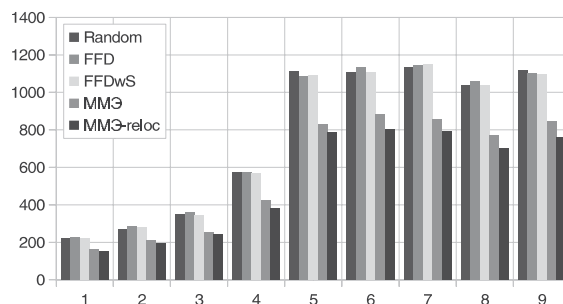
Относительный прирост показателей, %

Показатели	ММЭ/ Random	ММЭ-reloc/ Random	FFDwS/ FFD	ММЭ/ FFD	ММЭ-reloc/ FFD	ММЭ/ FFDwS	ММЭ-reloc/ FFDwS	ММЭ- reloc/ММЭ
Обслуженные заявки	38,1	47,6	1,9	40,0	49,7	37,4	46,9	6,9
Необслуженные заявки	-24,2	-30,3	-1,2	-24,9	-30,9	-24,0	-30,1	-8,0
Суммарный объем выделенной полосы доступа	59,9	64,6	1,1	61,3	65,9	59,5	64,1	2,9
Суммарный объем отказанной полосы доступа	-3,3	-3,6	-0,1	-3,4	-3,6	-3,3	-3,6	-0,3
Суммарное время использования ресурсов сети	31,0	39,3	2,6	32,1	40,4	28,8	36,8	6,3
Суммарный объем трафика	83,4	94,7	-3,1	77,0	87,8	82,7	93,9	6,1
Среднее время использования услуги	6,4	8,4	0,8	5,7	7,7	4,8	6,8	1,9
Средний объем трафика услуги	48,9	51,5	-4,8	41,6	44,1	48,7	51,4	1,8

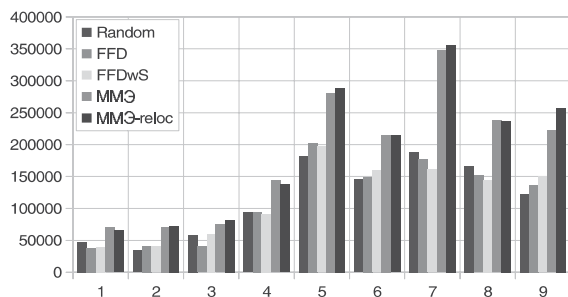
Обслуженные заявки, ед.



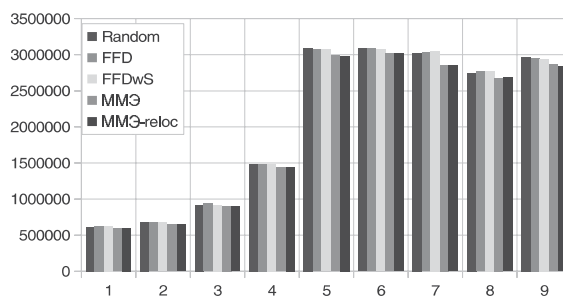
Необслуженные заявки, ед.



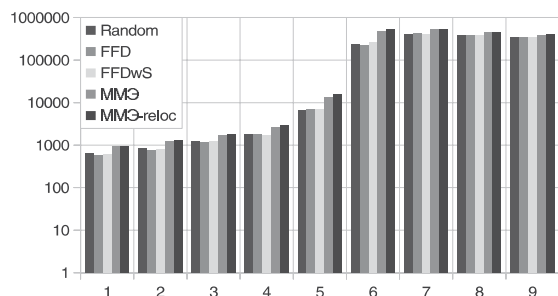
Суммарный объем выделенной полосы доступа, кбит/с



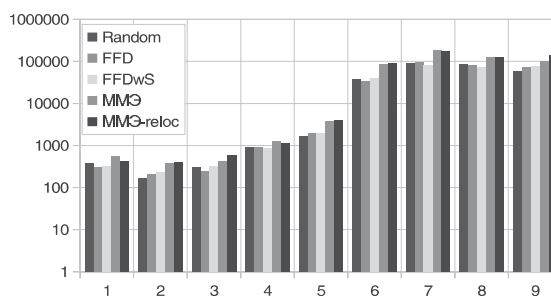
Суммарный объем отказанной полосы доступа, кбит/с



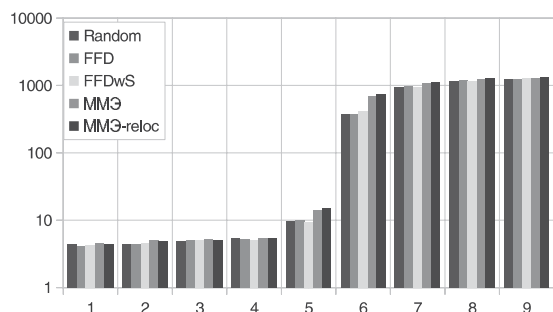
Суммарное время использования ресурсов сети, с



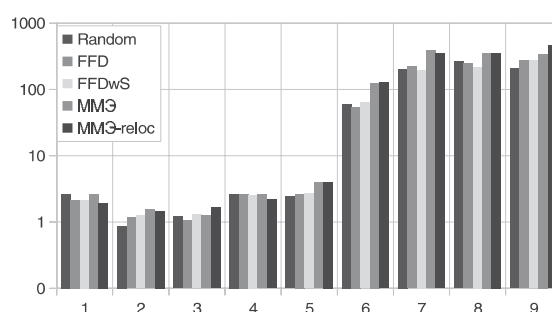
Суммарный объем трафика, Мбит



Среднее время использования услуги, с



Средний объем трафика услуги, Мбит



Диаграммы с результатами симуляции



ваемых полос пропускания и нормальных нагрузок на сеть в соответствии с классами услуг и типами трафика, используемые исследуемыми алгоритмами распределения и балансировки нагрузки. Под нормальной нагрузкой понимается нагрузка, создаваемая трафиком услуги на сеть при условии полного занятия услугой всей полосы пропускания сети.

На интервале симуляции, равном одному часу, измерялись (как по отдельному пуассоновскому процессу, так и в целом) следующие показатели:

- количество обслуженных заявок;
- количество необслуженных заявок;
- суммарный объем выделенной полосы доступа для обслуженных заявок;
- суммарный объем отказанной полосы доступа для необслуженных заявок;
- суммарное время использования ресурсов сети;
- суммарный объем трафика (сумма произведений из ширины полосы пропускания на время ее занятия);
- среднее время использования услуги;
- средний объем трафика услуги.

Результат представлен на диаграммах (см. рисунок), позволяющих сравнить работу алгоритмов распределения и балансировки нагрузки, базирующихся на методе максимального элемента (ММЭ) с Random-алгоритмом (выбор случайной подходящей сети), FFD-алгоритмом и FFDwS-алгоритмом, изложенным в [2].

Из диаграмм видно, что исследуемые алгоритмы распределения (ММЭ) и балансировки нагрузки (ММЭ-reloc) между сетями доступа работают эффективнее алгоритмов, базирующихся на FFD.

В табл. 3 сведены величины относительного прироста названных выше показателей. По ним можно сделать вывод, что с помощью разработанного алгоритма распределения нагрузки повышение эффективности доступа к услугам на основе сетей Always Best Connected (ABC) составляет

свыше 45 % в среднем по разным показателям. Отсюда следует, что, базируясь на классе трафика, с помощью разработанного алгоритма можно эффективнее распределять ресурсы сетей доступа между клиентами. Из таблицы также видно, насколько улучшаются показатели работы алгоритма распределения нагрузки в сочетании с алгоритмом балансировки нагрузки (последний столбец): когда алгоритм распределения нагрузки не может выделить ресурс, алгоритм балансировки нагрузки перераспределяет ресурс и пытается его выделить. Эта систематизированная совокупность действий разработанных и описанных в [1] алгоритмов представляет собой новый метод «эффективного распределения и балансировки ресурсов сетей доступа», с помощью которого эффективность доступа к услугам, полученная посредством нового алгоритма распределения нагрузки, повышается дополнительно еще на 4,3 %. Таким образом, впервые продемонстрирован эффективный доступ к инфокоммуникационным услугам, базирующийся на алгоритмах, которые распределяют и балансируют ресурсы разнородных сетей доступа, в совокупности образующих сеть Always Best Connected (ABC), основываясь на нагрузке, создаваемой запрашиваемыми услугами на эти сети доступа:

первый разработанный алгоритм отличается тем, что при распределении сетевого ресурса учитывается нагрузка, создаваемая на сети доступа, а не запрашиваемая услугой ширина полосы пропускания (назовем его алгоритмом «эффективного распределения общего ресурса сетей доступа с перекрывающимися зонами покрытия»);

второй разработанный алгоритм обеспечивает равномерную загрузку сетей доступа услугами (назовем его алгоритмом «балансировки используемых ресурсов сетей доступа с перекрывающимися зонами покрытия»).

Статья была опубликована в № 1(164) 2013. Повторно публикуется в связи с некоторыми дополнениями и изменениями.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Садовников, В.Ю. Оптимизация доступа к FMC-услугам на основе критерия равномерной балансировки нагрузки между сетями доступа при миграции абонента [Текст] / В.Ю. Садовников // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. –2012. –№ 5 (157). –С. 27–32.
2. Bo, Xing. Multi-constraint dynamic access selection

in Always Best Connected networks [Text] / Xing Bo, Nalini Venkatasubramanian. –Donald Bren School of Information and Computer Sciences, University of California.

3. Guochuan, Z. The FFD Algorithm for the Bin Packing Problem with Kernel Items [Text] / Z. Guochuan, Y. Enyu. –Department of Applied Mathematics, Zhejiang University, Hangzhou 310027, 1998.

REFERENCES

1. Sadvnikov V.Iu. Optimizatsiia dostupa k FMC-uslugam na osnove kriteriia ravnomernoi balansirovki nagruzki mezhdu setiami dostupa pri migratsii abonenta / Nauchno-tekhicheskie vedomosti SPbGPU. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie. –2012. –№ 5 (157). –S. 27–32. (rus)
2. Bo Xing, Nalini Venkatausbramanian. Multi-constraint dynamic access selection in Always Best Connected networks. – Donald Bren School of Information and Computer Sciencies, Univercity of California.
3. Guochuan Z., Enyu Y. The FFD Algorithm for the Bin Packing Problem with Kernel Items. – Department of Applied Mathematics, Zhejiang University, Hangzhou 310027, 1998.

УДК 621.396.2

А.А. Соловьёв, Б.С. Каменецкий, А.А. Литвинов
Санкт-Петербург, Россия

ИМИТАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ СОВМЕСТНОГО ИСПОЛЬЗОВАНИЯ М-ИЧНЫХ ОРТОГОНАЛЬНЫХ СТОХАСТИЧЕСКИХ ШИРОКОПОЛОСНЫХ СИГНАЛОВ И LDPC КОДА

A.A. Soloviev, B.S. Kamenetskii, A.A. Litvinov
St.-Petersburg, Russia

ANALYSIS OF CHARACTERISTICS OF JOINT USING OF M-ARY ORTHOGONAL STOCHASTIC BROADBAND SIGNALS AND LDPC CODES

Рассмотрен вопрос повышения помехоустойчивости систем передачи информации за счет совместного использования M -ичных ортогональных стохастических широкополосных сигналов и кодов с низкой плотностью проверок на четность (LDPC кодов). Дано обоснование выбора сигналов и способа кодирования, приведен анализ помехоустойчивости, определено рациональное сочетание параметров кодирования и модуляции.

LDPC КОД. КВАЗИЦИКЛИЧЕСКИЙ КОД. M -ИЧНЫЕ МНОГОЧАСТОТНЫЕ ШИРОКОПОЛОСНЫЕ СИГНАЛЫ. ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТЬ. АЛГОРИТМ РИЧАРДСОНА–УРБАНКА.

The article considers the question of increasing of noise-immunity of communication systems due to joint using of M -ary orthogonal stochastic broadband signals and low density parity check codes (LDPC codes). The substantiation of signal selection and method of coding is given, the analysis of noise-immunity is given and the efficient combination of coding and modulation parameters is defined.

LDPC CODE. QUASI CYCLIC CODE. M -ARY MULTIFREQUENCY BROADBAND SIGNALS. NOISE-IMMUNITY. RICHARDSON-URBANKE ALGORITHM.

Рассмотрим возможность совместного использования LDPC кодов и M -ичных ортогональных стохастических многочастотных параллельно-последовательных широкополосных сигналов (СМПШПС).

Такая комбинация, с одной стороны, позволит обеспечить высокую помехозащищенность системе, а с другой – благодаря применению СМПШПС, наделит систему такими свойствами, как устойчивость к многолучевому распространению, эффективность использования спектра и высокая структурная скрытность. Подробнее о сочетании кодирования и ШПС описано в работе [1].

Цель статьи – численно оценить выигрыш кодирования, достижимый при некогерентном приеме с LDPC кодированием, а также определить общую помехоустойчивость системы связи с СМПШПС и LDPC кодированием и влияние на нее объема ансамбля ортогональных сигналов M и числа итераций алгоритма декодирования r .

Для выполнения указанных задач в среде Simulink пакета программ Matlab реализована модель системы связи с СМПШПС и LDPC кодированием. Блок-схема модели представлена на рис. 1.

Информационная последовательность длиной D , поступающая от источника информации

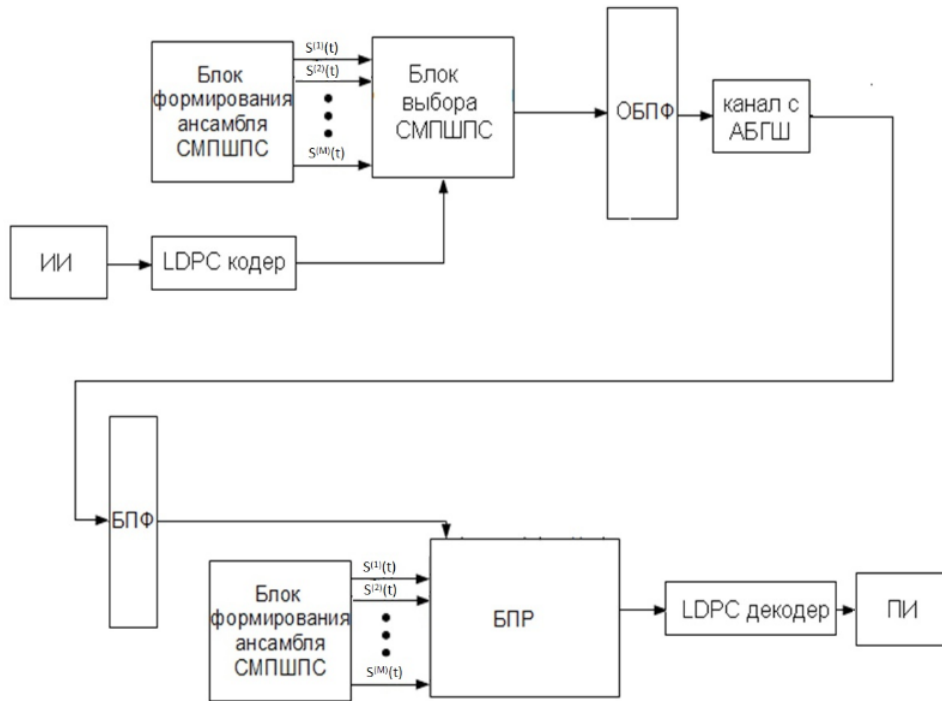


Рис. 1. Модель формирования и приема многочастотных M -ичных сигналов с кодированием и декодированием

(ИИ), кодируется в LDPC коде, формируя кодовый вектор длиной $N=D/R$, где R – скорость кода. Структура кода полностью определяется его порождающей матрицей и будет описана ниже.

Используемая модуляция основана на передаче широкополосных сигналов с CDMA на n поднесущих, расстояние между которыми выбирается равным

$$\Delta f = 1/t_n, \quad (1)$$

где t_n – длительность субэлемента сигнала.

В блоке выбора СМПШПС на основе $d = \log_2 M$ кодовых бит осуществляется выбор одной из M ортогональных последовательностей, хранящихся в блоке формирования ансамбля СМПШПС. Выбранная последовательность одновременно передается на n поднесущих для формирования которых используется n -точечное ОБПФ, что аналогично способу создания ортогональных поднесущих, используемому в модуляции OFDM. Элементы последовательности принимают значения 1 и –1. Таким образом, после преобразования сигнала из частотной области во временную, осуществляемого в блоке ОБПФ, каждая поднесущая модулируется выбранной последовательностью по закону ФМ-2.

В результате сигнал с номером c ($c = \overline{1, M}$) на

выходе передатчика (выходе блока ОБПФ) имеет вид:

$$S^{(c)}(t) = \sum_{i=1}^n \sum_{j=1}^L A_i \gamma_j^{(c)} g[t - (j-1)t_n] \cos(w_i t + \varphi_i),$$

где i – номер поднесущей ШПС ($i = \overline{1, n}$); A_i – амплитуда составляющей сигнала на i -й поднесущей; $\gamma_j^{(c)}$ – j -й субэлемент c -й модулирующей последовательности, состоящей из L субэлементов; w_i – частота i -й поднесущей; φ_i – фаза i -й поднесущей; $g[t - (j-1)t_n]$ – срезающая функция:

$$g[t - (j-1)t_n] = \begin{cases} 1 & \text{при } (j-1)t_n \leq t \leq jt_n, \\ 0 & \text{при других } t \end{cases},$$

причем $t \in ((k-1)T, kT)$, где $T = Lt_n$ – длительность элемента сигнала, k – номер субэлемента сигнала.

На приеме поднесущие сигнала разделяются в блоке БПФ. В блоке принятия решения (БПР) после вычисления корреляции между принятым сигналом и ансамблем используемых СМПШПС определяется номер принятого сигнала, после чего информация декодируется и поступает к получателю информации (ПИ). В модель была заложена возможность изменения параметров используемых СМПШПС: числа сигналов в ансамбле M , числа субэлементов в сигнале L , числа поднесущих n .

a)

6

показана субматрица размером 8×8 элементов с циклическим сдвигом 3.

В модели использовались субматрицы размером 27×27 элементов.

Квазициклические LDPC коды имеют преимущество над другими LDPC кодами при аппаратной реализации кодера и декодера. Так, кодирование может быть осуществлено с помощью группы линейных регистров сдвига. При этом сложность кодирования будет линейно зависеть от размеров матрицы проверки четности. Кроме того, применение квазициклических кодов позволяет использовать параллельную и частично-параллельную обработку при декодировании, упрощает процедуры формирования адресов памяти и маршрутизации.

Кодирование в используемой модели происходит в соответствии с алгоритмом Ричардсона–Урбанка, описанным в работе [2]. В декодере применен алгоритм декодирования с накоплением вероятностей (Belief Propagation), представленный в работе [3].

Время передачи одного кодового блока, содержащего $D = 324$ информационных символов, составляет 1 мс. Таким образом, скорость передачи с учетом кодирования – 324 кбит/с. Полоса сигнала определяется числом поднесущих n и расстоянием между ними – Δf , вычисляемым по формуле (1).

При оценке помехоустойчивости радиосистемы в качестве модели флуктуационной помехи используется аддитивный белый гауссовский шум с равномерной спектральной плотностью в

полосе сигнала. Шум формируется с помощью блока AWGN среды Matlab, в котором задается имитируемая величина $P_c/P_{ш}$. Перенос сигнала в область высоких частот не осуществляется.

Исходя из требований к точности получения результатов, общее количество переданных символов (размер выборки) при проведении машинного эксперимента определяется следующим образом [4]:

$$N \geq \frac{P_{\text{ош}}^* (1 - P_{\text{ош}}^*) \left[\Phi^{-1} \left(\frac{Q}{2} \right) \right]^2}{\varepsilon_0^2},$$

где $\Phi^{-1}()$ – обратная функция Лапласа; $\varepsilon_0^2 = |P_{\text{ош}} - P_{\text{ош}}^*|$, $P_{\text{ош}}$ – истинное значение вероятности ошибки, $P_{\text{ош}}^*$ – измеренная вероятность ошибки; Q – вероятность того, что $P_{\text{ош}}$ и $P_{\text{ош}}^*$ различаются не более чем на ε_0 . Установлено, что при проведении эксперимента приемлемую оценку $P_{\text{ош}}$ дают следующие требования к точности результатов [4]: $\varepsilon_0 = 0,25P_{\text{ош}}$, $Q = 0,9$. Исходя из заданных требований, достаточный размер выборки составляет $N \geq 43,36 \left(\frac{1}{P_{\text{ош}}} - 1 \right)$.

Одним из факторов, влияющих на работу кодека, является число итераций r в алгоритме де-

кодирования. Зависимость помехоустойчивости системы связи от числа итераций в алгоритме декодирования для используемого LDPC кода показана на рис. 3.

Из графиков следует, что увеличение числа итераций выше 10 нецелесообразно.

Сравнение результатов моделирования передачи СМППС без кодирования с теоретической зависимостью (вероятностью ошибки на бит для некогерентного детектирования M -ичных ортогональных сигналов, взятой из работы [5]) показало их достаточно точное совпадение (графики, показанные на рис. 3 жирными линиями), что свидетельствует об адекватности созданной модели.

Более детальные результаты моделирования для случая $r = 10$ представлены в таблице. Полученные значения вероятности ошибки на бит $P_{\text{ош}_5}$ при передаче информации в разработанной модели указаны в первой строке, а соответствующие им соотношения энергии сигнала на бит к спектральной плотности мощности шума E_b/N_o – во второй строке. В третьей строке указан энергетический выигрыш кодирования (ЭВК) G , показывающий снижение энергии, необходимой для передачи одного бита данных, по сравнению со случаем, когда кодирования нет. Величина ЭВК рассчитывается по формуле

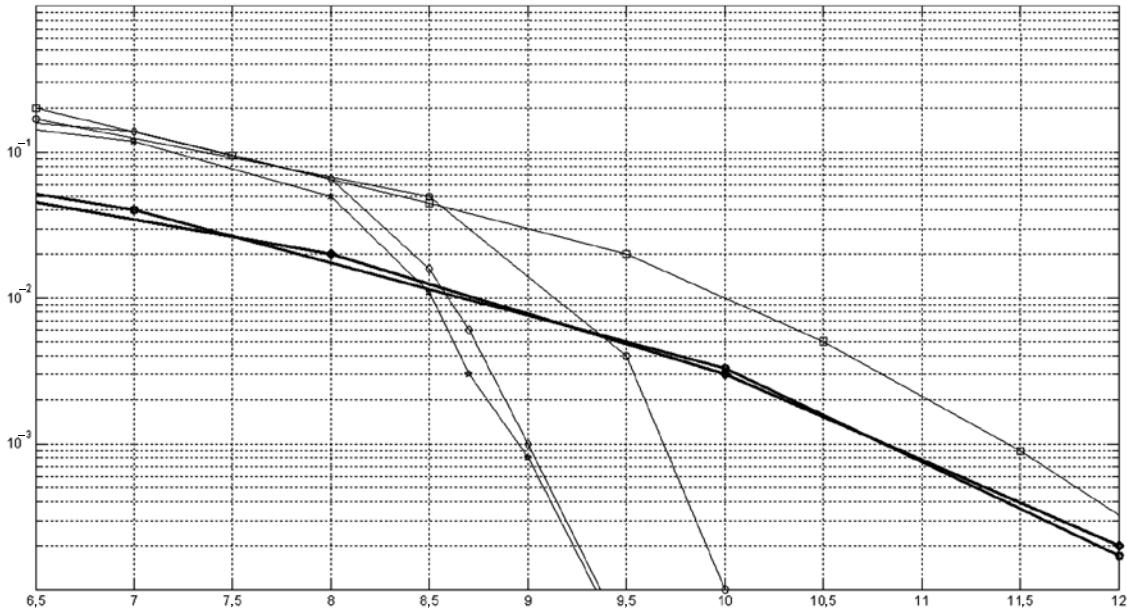


Рис. 3. Зависимость вероятности ошибки на бит от соотношения сигнал/шум ($P_{\text{ош}} = f(E_b/N_o)$) при передаче СМППС ($n = 4; M = 2; L = 8$) с LDPC кодированием, при разном числе итераций в алгоритме декодирования и без кодирования
(—□—) итерация; (—◇—) 5 итераций; (—◆—) 10 итераций; (—■—) 100 итераций;
(—●—) без кодирования; (—●—) теория

Зависимость вероятности ошибки на бит от соотношения энергии сигнала на бит к спектральной плотности мощности (СПМ) шума и выигрыш кодирования для системы на основе СМПШПС с LDPC кодированием

Вероятность ошибки $P_{\text{ошб}}$	10^{-2}	10^{-3}	10^{-4}	10^{-5}	10^{-6}
Отношение сигнал/шум E_b/N_0 , дБ	8,6	9	9,4	9,7	10
Выигрыш кодирования G , дБ	0,1	1,8	2,9	3,8	4

$G = (E_b/N_0)_{\text{нк}} - (E_b/N_0)_{\text{к}}$, где $(E_b/N_0)_{\text{нк}}$ и $(E_b/N_0)_{\text{к}}$ – значения отношения энергии сигнала на бит к спектральной плотности мощности (СПМ) шума при заданной величине вероятности ошибки для передачи информации без кодирования и с кодированием соответственно. Значение E_b/N_0 в свою очередь, может быть получено из следующего уравнения:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{P_c}{P_{\text{ш}}} B \frac{1}{R \cdot \log_2 M}, \quad (2)$$

где B – база сигнала; M – число сигналов в ансамбле; R – скорость кода.

Таким образом, ЭВК учитывает снижение требуемого отношения сигнал/шум за счет исправления ошибок в декодере и дополнительные затраты энергии сигнала на передачу кодовых символов с учетом избыточности кода.

СМПШПС имели следующие параметры: че-

тыре поднесущих ($n = 4$), два сигнала в ансамбле ($M = 2$), восемь субэлементов ($L = 8$). Использовался некогерентный прием, 10 итераций в алгоритме декодирования ($r = 10$).

Еще одним объектом исследования стала зависимость помехоустойчивости приема от объема ансамбля M (см. уравнение (2)). На рис. 4 показаны зависимости значения средней вероятности ошибки от отношения E_b/N_0 для ансамблей сигнала разного объема: $M = 2; 4; 8; 16; 64$. Скорость кода $1/2$.

Как видно из графика, увеличение объема ансамбля сигналов приводит к повышению помехоустойчивости исследуемой системы. Так, для ансамбля из 64 сигналов ($M = 64$) энергетический выигрыш над случаем с $M = 2$ составил порядка 4,5 дБ при $P_{\text{ошб}} = 10^{-5}$.

Имеет смысл сравнить полученные результаты с теоретическими характеристиками не-

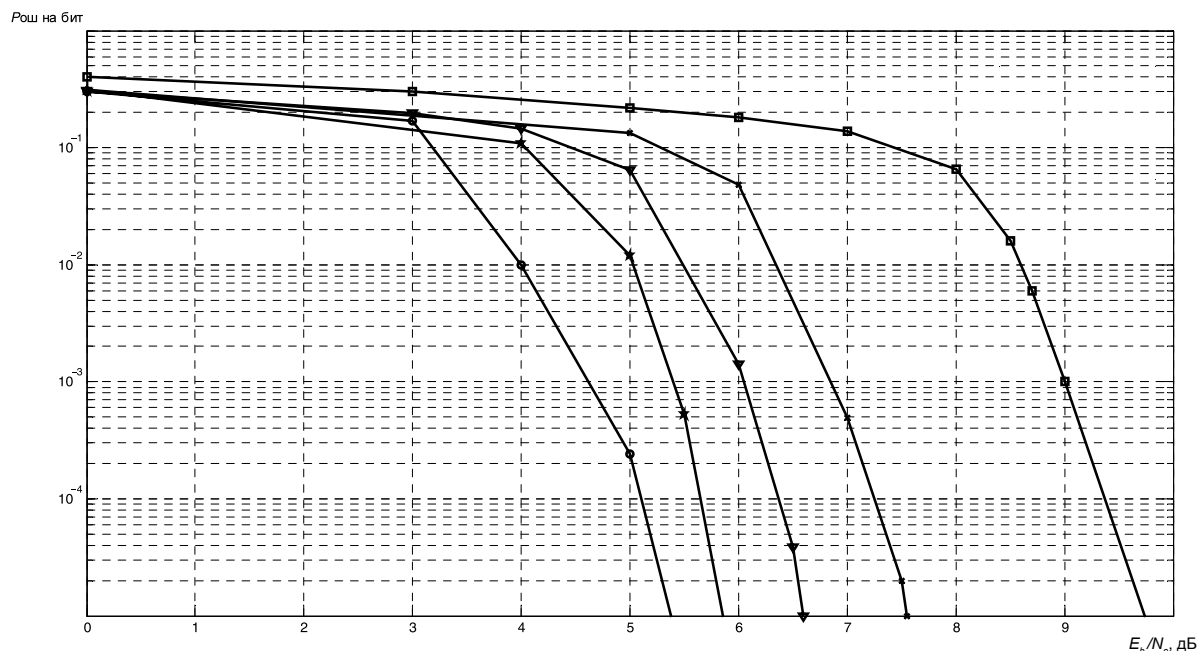


Рис. 4. Зависимость вероятности ошибки на бит от соотношения энергии сигнала на бит к СПМ шума ($P_{\text{ошб}} = f(E_b/N_0)$) при передаче СМПШПС с LDPC кодированием при разном объеме ансамбля СМПШПС
 (—■—) $M = 2, L = 64, n = 4$; (—▲—) $M = 4, L = 64, n = 4$; (—◆—) $M = 8, L = 64, n = 4$;
 (—★—) $M = 16, L = 64, n = 4$; (—●—) $M = 64, L = 64, n = 4$

когерентного приема ортогональных сигналов без кодирования [5]. Так, без кодирования, для $P_{\text{ош}_5} = 10^{-5}$ величины E_b/N_0 составляют 13,4 дБ; 10,7 дБ; 9,3 дБ; 8,1 дБ и 6,8 дБ для $M = 2; 4; 8; 16; 64$ соответственно. Таким образом, ЭВК $G = 3,6$ дБ при $M = 2$; $G = 3,15$ дБ при $M = 4$; $G = 2,7$ дБ при $M = 8$; $G = 2,25$ дБ при $M = 16$ и $G = 1,4$ дБ при $M = 64$.

Энергетический выигрыш при некогерентном приеме СМПШПС ($n = 4$; $M = 2$; $L = 8$) на фоне АБГШ при использовании квазициклического LDPC кода (648, 324) составляет 4 дБ при $P_{\text{ош}_5} = 10^{-6}$.

Моделирование показало, что при практиче-

ском применении LDPC кода (648, 324) целесообразно использовать $r = 10$ итераций в алгоритме декодирования.

Увеличение объема ансамбля ортогональных стохастических широкополосных сигналов приводит к существенному увеличению помехоустойчивости радиосистемы, поэтому целесообразно использовать СМПШПС с большим объемом ансамбля ($M = 32,64$). Следует учесть, что выигрыш кодирования с ростом M уменьшается, что ограничивает возможность дальнейшего увеличения объема ансамбля. В будущем имеет смысл изучить возможность использования СМПШПС с небинарными LDPC кодами.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Варакин, Л.Е.** Системы связи с шумоподобными сигналами [Текст] / Л.Е. Варакин. –М.: Радио и связь, 1985. –384 с.
2. **Richardson, T.J.** Efficient Encoding of Low-Density Parity-Check Codes [Text] / T.J. Richardson, R.L. Urbanke // IEEE Transactions on information theory. –2001, Febr. –Vol. 47. –№ 2. –P. 638–656.
3. **Gallager, R.G.** Low Density Parity Check Codes

[Text] / R.G. Gallager. –Cambridge: M.I.T. Press, 1963. –90 p.

4. **Чесноков, М.Н.** Микропроцессорные помехоустойчивые устройства приема цифровых сигналов [Текст] / М.Н. Чесноков. –СПб.: ВАС, 1994. –172 с.

5. **Прокис, Д.** Цифровая связь [Текст] / Д. Прокис; Пер. с англ.; Под ред. Д.Д. Кловского. –М.: Радио и связь, 2000. –800 с.

REFERENCES

1. Varakin L.E. Sistemy svyazi s shumopodobnymi signalami. –Moscow: Radio i svyaz', 1985. –384 s. (rus)
2. Richardson T.J., Urbanke R.L. Efficient Encoding of Low-Density Parity-Check Codes / IEEE Transactions on information theory. –Febr. 2001. –Vol. 47. –№ 2. –P. 638–656.
3. Gallager R.G. Low Density Parity Check Codes.

–Cambridge: M.I.T. Press, 1963. –P. 90.

4. Chesnokov M.N. Mikroprotsessornye pomexoustoichivye ustroistva priema tsifrovyykh signalov. –St. Petersburg: VAS, 1994. – 172 s. (rus)

5. Prokis D. Tsifrovaia svyaz'; Per. s angl.; Pod red. D.D. Klovskogo. – Moscow: Radio i svyaz', 2000. –800 s. (rus)



УДК 621391

В.Т. Венедиктов, И.А. Цикин, Е.А. Щербинина
Санкт-Петербург, Россия

ПРИЕМ И ОБРАБОТКА СИГНАЛОВ СПУТНИКОВЫХ НАВИГАЦИОННЫХ СИСТЕМ В ЗАДАЧЕ ПРОСТРАНСТВЕННОГО ПОЗИЦИОНИРОВАНИЯ

V.T. Venediktov, I.A. Tsikin, E.A. Shcherbinina
St.-Petersburg, Russia

SATELLITE NAVIGATION SIGNALS PROCESSING IN THE FRAMEWORK OF SPACE POSITIONING

Рассмотрен алгоритм определения ориентации летательного аппарата по сигналам спутниковых навигационных систем, основанный на методе максимума пространственной мощности, и его реализация на программируемой элементной базе. Приведены результаты моделирования.

ПРОСТРАНСТВЕННАЯ ОРИЕНТАЦИЯ. МАКСИМУМ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ МОЩНОСТИ. НКА. ГЛОБАЛЬНАЯ НАВИГАЦИОННАЯ СИСТЕМА. ГЛОНАСС.

The article deals with an algorithm for space orientation of the aircraft by means of satellite navigation systems, based on the method of maximum spatial power. The implementation on programmable electronic components and simulation results are discussed.

SPACE POSITIONING. MAXIMUM OF SPATIAL POWER. NAVIGATION SPACECRAFT. GPS. GLONASS.

При необходимости измерения пространственных координат летательных аппаратов (ЛА) – курса α , крена β и тангажа γ , – в современных радиотехнических системах часто используются сигналы спутниковых навигационных систем (ГЛОНАСС, GPS и т. п.). Такая задача определения пространственной ориентации ЛА может рассматриваться как задача статистической оценки указанных параметров α , β , γ . При этом, в частности, используются такие методы, как метод максимума правдоподобия (МП) [1], обеспечивающий минимум дисперсии оценки, а также метод минимума среднеквадратичного отклонения (СКО) измеренных значений от некоторых «эталонных», получаемых заранее расчетным путем [2].

Использование метода МП в условиях воздействия аддитивного гауссового шума сводится к минимизации значения суммы показателя экспоненты функции правдоподобия следующего вида [1]:

$$Q(x, y, z) = \sum_{i=1}^L \frac{[\Phi_i - (k_{xi}x + k_{yi}y + k_{zi}z)]^2}{2\sigma_i^2},$$

где Φ_i – разность хода сигналов i -го навигационного космического аппарата (НКА), прини-

маемых двумя разнесенными в пространстве антеннами; k_{xi}, k_{yi}, k_{zi} – направляющие косинусы вектора, определяющего направление на i -й НКА; x, y, z – координаты вектора-базы, определяемого положением приемных антенн; σ_i^2 – дисперсия случайной величины Φ_i ; L – число наблюдаемых НКА ($L \geq 2$). Минимизация данной функции сводится к решению системы из L уравнений. Для измерения всех указанных параметров пространственной ориентации необходимое количество используемых антенн увеличивается до трех, что приводит к решению сложной системы из $2L$ уравнений итерационным методом. При этом увеличивается число нелинейных уравнений, в связи с чем встает вопрос о сходимости решений [1], что в конечном счете приводит к большим вычислительным затратам.

Другой метод определения пространственной ориентации заключается в минимизации функции [2]:

$$\Delta\varphi = \sum_{n=1}^N \left[\sum_{l=1}^L \left[\sum_{m=1}^{M-1} (\Delta\varphi_{ЭГm0}^{nl} - \Delta\varphi_{ИЗМm0}^{nl})^2 \right] \right],$$

где $\Delta\varphi_{ЭГm0}^{nl}$ – эталонная разность фаз между сигналами от l -го НКА, приходящими на m -ю и «опорную» антенны, при n -м измерении, заранее рас-

считанная для каждого возможного положения объекта в пространстве; $\Delta\varphi_{\text{ИЗМ}m0}^{nl}$ – измеренная разность фаз между сигналами от l -го НКА, приходящими на m -ю и «опорную» антенны, при n -м измерении; N – количество временных отсчетов; M – количество антенн. Полученные в результате минимизации $\Delta\varphi$ оптимальные значения $(\Delta\varphi_{\text{ЭТ}m0})_{\text{опт}}$ определяют решение относительно измеряемых параметров α , β , γ .

При необходимости реализации процесса непрерывного измерения собственной пространственной ориентации непосредственно на борту ЛА, особенно в случае жестких ограничений, накладываемых на массогабаритные показатели аппаратуры, перспективность указанных выше методов следует рассматривать в т. ч. с учетом особенностей их реализации на современной программируемой элементной базе. С этой точки зрения преимуществами второго метода могут оказаться меньшие требуемые вычислительные ресурсы и детерминированное время проведения вычислений, что особенно важно при работе в реальном времени. Следует, однако, иметь в виду, что прямое использование приведенной выше формулы для вычисления значений $\Delta\varphi$ может привести к ошибкам, связанным с неоднозначностью представления значений измеряемых фазовых сдвигов. Достаточно привести пример по существу близких значений эталонного и измеренного фазовых сдвигов вблизи 180° , равных соответственно $180^\circ - \delta$ и $180^\circ + \delta$, где $0 < \delta \ll 180^\circ$, когда второе значение может интерпретироваться как отрицательная величина $-(180^\circ - \delta)$. Кроме того, остается неясным соответствие использованного метода минимума СКО методу МП в отношении измерения непосредственно пространственных координат.

С другой стороны, в задачах пеленгации широко используется метод максимума пространственной мощности [3, 4] при определении направления на источник излучения с помощью антенных решеток. При этом комплексная огибающая $Y(t)$ отклика на выходе системы из M антенн (рис. 1) при поступлении сигналов от L источников радиоизлучения (ИРИ) имеет вид:

$$Y(t) = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L w_m (F_{ml}(t) + N_m(t)), \quad (1)$$

где $w_1, \dots, w_M$ – комплексные весовые коэффициенты, формирующие диаграмму направленности антенной решетки; $F_{ml}(t) = a_{ml} \cdot S_l(t)$ – комплекс-

ная огибающая сигнала от l -го ИРИ на выходе антенны АНТ_{*m*}; $S_l(t)$ – комплексная огибающая сигнала, излучаемого l -м ИРИ; a_{ml} – комплексный коэффициент передачи по направлению между l -м ИРИ и m -й антенной; $N_m(t)$ – комплексная огибающая аддитивного шума на m -й антенне.

Выражение (1) можно записать в матричном виде следующим образом [5]:

$$Y(t) = \mathbf{w}^H (\mathbf{F}(t) + \mathbf{N}(t)), \quad (2)$$

где $\mathbf{w} = [|w_1| \cdot e^{j\theta_1}, \dots, |w_M| \cdot e^{j\theta_M}]^T$ – вектор-столбец весовых коэффициентов; $\mathbf{F}(t) = [F_1(t), \dots, F_M(t)]^T$ – вектор-столбец комплексных огибающих сигналов на выходах антенн, то есть $F_m(t) = \sum_{l=1}^L |a_{ml}| \cdot e^{j\varphi_{ml}} \cdot S_l(t)$, φ_{ml} – фаза сигнала, приходящего на антенну А_{*m*} от l -го ИРИ; $\mathbf{N}(t) = [N_1(t), \dots, N_M(t)]^T$ – вектор-столбец комплексных огибающих аддитивного шума на выходах антенн. Знаки T и H означают операции транспонирования и эрмитова сопряжения матриц соответственно.

Тогда «пространственная мощность» [3, 4]

$$P(\mathbf{w}) = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |Y(t_n)|^2 = \mathbf{w}^H \hat{\mathbf{B}} \mathbf{w}, \quad (3)$$

где

$$\hat{\mathbf{B}} = \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\mathbf{F}(t_n) + \mathbf{N}(t_n))(\mathbf{F}(t_n) + \mathbf{N}(t_n))^H$$

является оценкой пространственной ковариационной матрицы $\mathbf{B}$ сигналов на выходах антенн $\mathbf{B} = E\{(\mathbf{F}(t) + \mathbf{N}(t))(\mathbf{F}(t) + \mathbf{N}(t))^H\}$ и $E\{\}$ – оператор вычисления математического ожидания.

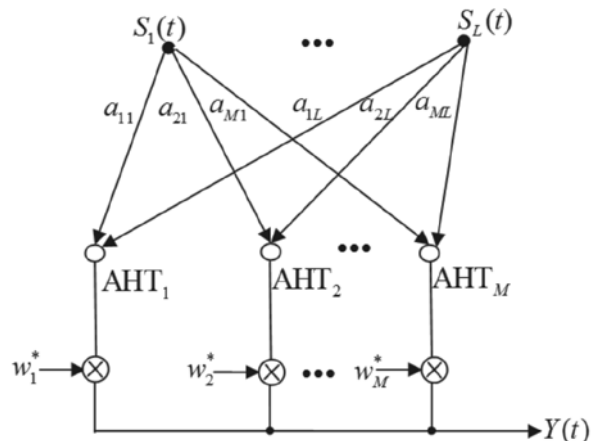


Рис. 1. Схема приема сигналов на M антенн

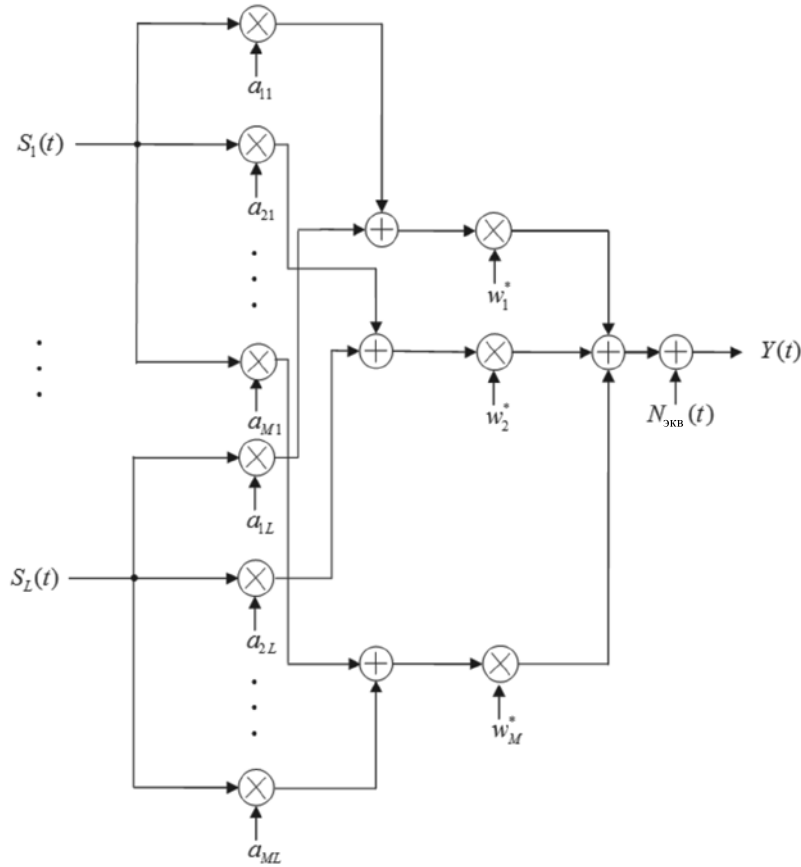


Рис. 2. Эквивалентная схема приема сигналов

Заметим, что схема на рис. 1 может быть представлена в эквивалентной форме (рис. 2), где $N_{\text{экв}}(t) = \sum_{m=1}^M N_m(t) \cdot w_m^*$ – эквивалентный аддитивный шум.

Определение пространственной ориентации на основе метода МПМ

Рассмотрение задачи нахождения максимума величины $P(\mathbf{w})$ начнем с частного случая трех антенн и одного ИРИ. Полагая далее шумы на выходах антенн статистически независимыми процессами с равными диспер-

сиями и нулевыми математическими ожиданиями, имеем $E\{\mathbf{F}(t)\mathbf{N}^H(t)\} = E\{\mathbf{N}(t)\mathbf{F}^H(t)\} = \mathbf{\Theta}$, $E\{\mathbf{N}(t)\mathbf{N}^H(t)\} = \sigma^2\mathbf{I}$, где $\mathbf{\Theta}$ – нулевая матрица, $E\{|N_m(t)|^2\} = \sigma^2$ и $\mathbf{I}$ – единичная матрица. Тогда матрица $\mathbf{B}$ приводится к виду $\mathbf{B} = E\{\mathbf{F}(t)\mathbf{F}^H(t)\} + \sigma^2\mathbf{I}$, и $P(\mathbf{w})$ может быть выражена в форме следующей оценки: $\hat{P}(\mathbf{w}) = \mathbf{w}^H \left(\frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (\mathbf{F}(t_n)\mathbf{F}^H(t_n)) + \sigma^2\mathbf{I} \right) \mathbf{w}$.

Без существенного ограничения общности рассмотрения, полагая $|w_1| = |w_2| = |w_3| = 1$ и принимая обозначение $F_m(t) = |a_{m1}| \cdot e^{j\varphi_{m1}} \cdot S_1(t) = A_m(t) \cdot e^{j\varphi_{m1}}$, где $A_m(t) = |a_{m1}| S_1(t)$, получаем:

$$\hat{P}(\mathbf{w}) = \begin{vmatrix} e^{-j\theta_1} & e^{-j\theta_2} & e^{-j\theta_3} \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |F_1(t_n)|^2 + \sigma^2 & \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N F_1(t_n)F_2^*(t_n) & \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N F_1(t_n)F_3^*(t_n) \\ \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N F_2(t_n)F_1^*(t_n) & \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |F_2(t_n)|^2 + \sigma^2 & \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N F_2(t_n)F_3^*(t_n) \\ \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N F_3(t_n)F_1^*(t_n) & \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N F_3(t_n)F_2^*(t_n) & \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |F_3(t_n)|^2 + \sigma^2 \end{vmatrix} \cdot \begin{vmatrix} e^{j\theta_1} \\ e^{j\theta_2} \\ e^{j\theta_3} \end{vmatrix} =$$

$$= \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |A_1(t_n)|^2 + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |A_2(t_n)|^2 + \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N |A_3(t_n)|^2 + 2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (A_1(t_n) A_2^*(t_n)) \cdot e^{-j(\Delta\varphi_{12} - \Delta\theta_{12})} \right\} +$$

$$+ 2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (A_1(t_n) A_3^*(t_n)) \cdot e^{-j(\Delta\varphi_{13} - \Delta\theta_{13})} \right\} + 2 \operatorname{Re} \left\{ \frac{1}{N} \sum_{n=1}^N (A_2(t_n) A_3^*(t_n)) \cdot e^{-j(\Delta\varphi_{23} - \Delta\theta_{23})} \right\} + 3\sigma^2,$$

где $\Delta\varphi_{kn} = \varphi_{k1} - \varphi_{n1}$ и $\Delta\theta_{kn} = \theta_k - \theta_n$.

Учитывая малое значение разностей хода сигналов, поступающих на различные антенны, относительно расстояния до источника сигнала $S_1(t)$, положим $|a_{11}| = |a_{21}| = |a_{31}| = |a_1|$, так что

$$\hat{P}(\mathbf{w}) = \hat{P}_{\text{ср}} (3 + 2 \cdot \cos(\Delta\varphi_{12} - \Delta\theta_{12}) + 2 \cdot \cos(\Delta\varphi_{13} - \Delta\theta_{13}) + 2 \cdot \cos(\Delta\varphi_{23} - \Delta\theta_{23})) + 3\sigma^2, \quad (4)$$

где $\hat{P}_{\text{ср}} = \frac{1}{N} |a_1|^2 \sum_{n=1}^N |S_1(t_n)|^2$ – оценка средней мощности принимаемого сигнала.

Найденные значения $\theta_1, \theta_2, \theta_3$, соответствующие максимуму пространственной мощности, формируют луч (диаграмму направленности), направленный на источник излучения. По полученным $\theta_1, \theta_2, \theta_3$ можно вычислить угол (пеленг) между направлением на источник излучения из точки пеленгации и некоторым исходным направлением.

Обратим внимание на то, что функция $\hat{P}(\mathbf{w})$ достигает максимума при условиях $\Delta\theta_{12} = \Delta\varphi_{12}, \Delta\theta_{23} = \Delta\varphi_{23}, \Delta\theta_{13} = \Delta\varphi_{13}$.

Однако в реальной ситуации осуществляется поиск максимума не функции $\hat{P}(\mathbf{w})$, а близкой (по величине) к ней пространственной мощности, вычисляемой в соответствии с (3) на основе анализа процесса $Y(t)$. Поэтому получаемые значения $\Delta\theta_{kn}$ оказываются равными не истинным значениям $\Delta\varphi_{kn}$, а лишь некоторым оценкам $\Delta\tilde{\varphi}_{kn}$ указанных истинных значений.

Далее, введя обозначение

$$\hat{R} = \cos(\Delta\varphi_{12} - \Delta\theta_{12}) + \cos(\Delta\varphi_{13} - \Delta\theta_{13}) + \cos(\Delta\varphi_{23} - \Delta\theta_{23}), \quad (5)$$

отметим, что условия достижения максимума $\hat{P}(\mathbf{w})$ совпадают с условиями достижения максимума функции $\hat{R}$.

С другой стороны, значения $\Delta\varphi_{kn}$, как отмечалось выше, могут быть оценены методом МП. При большом отношении сигнал/шум (малых значениях дисперсии измеренных значений разностей фаз) закон распределения измеряемых разностей фаз $\Delta\tilde{\varphi}_{kn}$ сигналов, поступающих на k -ю и n -ю антенны, аппроксимируется нормаль-

ным законом [6], так что плотность распределения вероятностей значений $\Delta\tilde{\varphi}_{kn}$ имеет вид:

$$W(\Delta\tilde{\varphi}_{kn}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi} \cdot \sigma_{\Delta\varphi}} \exp \left(-\frac{(\Delta\tilde{\varphi}_{kn} - \Delta\varphi_{kn})^2}{2\sigma_{\Delta\varphi}^2} \right), \quad (6)$$

где $\Delta\varphi_{kn}$ – истинное значение разностей фаз.

В рассматриваемом случае трех антенн и одного ИРИ, учитывая статистическую независимость шумов на различных антеннах, функцию правдоподобия результатов измерений можно представить в виде:

$$W(\Delta\tilde{\varphi}_{12}, \Delta\tilde{\varphi}_{13}, \Delta\tilde{\varphi}_{23} / \Delta\varphi'_{12}, \Delta\varphi'_{13}, \Delta\varphi'_{23}) =$$

$$= \frac{1}{(\sqrt{2\pi})^3 \cdot \sigma_{\Delta\varphi}^3} \exp \left(-\frac{1}{2} \left(\frac{(\Delta\tilde{\varphi}_{12} - \Delta\varphi'_{12})^2}{\sigma_{\Delta\varphi}^2} + \frac{(\Delta\tilde{\varphi}_{13} - \Delta\varphi'_{13})^2}{\sigma_{\Delta\varphi}^2} + \frac{(\Delta\tilde{\varphi}_{23} - \Delta\varphi'_{23})^2}{\sigma_{\Delta\varphi}^2} \right) \right). \quad (7)$$

Максимум функции правдоподобия (7) достигается при $\Delta\varphi'_{12} = \Delta\tilde{\varphi}_{12}, \Delta\varphi'_{13} = \Delta\tilde{\varphi}_{13}, \Delta\varphi'_{23} = \Delta\tilde{\varphi}_{23}$, так что оптимальными оценками по МП, получаемыми на основе анализа результатов измерения фазовых сдвигов, являются именно измеренные разности фаз сигналов. При больших значениях отношения сигнал/шум можно полагать, что получаемые на основе метода МПМ оценки $\Delta\hat{\varphi}_{kn}$ оказываются близки к оценкам разностей фаз, получаемым по рассмотренному выше методу МП, т. е. равными измеренным значениям $\Delta\tilde{\varphi}_{kn}$. Именно поэтому при решении задачи пеленгации ИРИ можно использовать метод поиска максимума функции R вида

$$R = \cos(\Delta\tilde{\varphi}_{12} - \Delta\theta_{12}) + \cos(\Delta\tilde{\varphi}_{13} - \Delta\theta_{13}) + \cos(\Delta\tilde{\varphi}_{23} - \Delta\theta_{23}), \quad (8)$$

т. е. в рассматриваемых условиях больших значений отношения сигнал/шум достижение максимума функции правдоподобия измеряемых значений разностей фаз соответствует условиям максимума функции R .

Вернемся к решению задачи определения пространственной ориентации объекта по сигналам спутниковых навигационных систем. Принципиальное отличие этой задачи от задачи пеленгации

ИРИ заключается в том, что в последнем случае положение ЛА, включая его пространственную ориентацию, является известным. При определении пространственной ориентации известными являются координаты ИРИ (в данном случае положение НКА), а также координаты ЛА как материальной точки. При этом подлежат измерению значения α, β, γ . Для любого конкретного положения НКА заранее (или в процессе измерений) могут быть рассчитаны значения разностей фаз между сигналами, приходящими на антенны, при любой возможной ориентации ЛА. Учитывая (8), в конечном счете может быть построена зависимость функции R от значений α, β, γ , максимуму которой соответствуют искомые значения пространственных координат.

Итак, в основу алгоритма определения углов ориентации можно положить функцию R из (8), где $\Delta\tilde{\varphi}_{kn}$ – измеренные разности фаз сигналов, поступающих на k -ю и n -ю антенны; $\Delta\theta_{kn}$ – эталонные разности фаз [2], которые рассчитываются для каждого возможного положения ЛА в пространстве. В свою очередь, связь значений $\Delta\theta_{kn}$ с соответствующими значениями углов пространственной ориентации α, β, γ легко получить на основе рассмотрения системы координат, связан-

ной с ЛА (рис. 3), где за центр системы координат принято положение одной из антенн (АНТ₁), за ось OX – поперечная, за ось OY – продольная, а за ось OZ – вертикальная оси ЛА. Вращение вокруг оси OX соответствует изменению тангажа γ ; вращение вокруг оси OY – крена β ; вращение вокруг оси OZ – курса α .

Используя матрицы поворота антенной системы относительно заданной системы координат (матрицы направляющих косинусов), получаем соответствие всех возможных комбинаций углов α, β, γ и координат антенн (x_m, y_m, z_m) , а следовательно, и соответствие эталонных разностей фаз различным значениям α, β, γ , поскольку связь значений $\Delta\theta_{kn}$ с координатами антенн взаимнооднозначна и определяется очевидным соотношением:

$$\Delta\theta_{kn} = \frac{2\pi}{\lambda} [\cos(\beta_{\text{НКА}})(x_m \sin(\alpha_{\text{НКА}}) + y_m \cos(\alpha_{\text{НКА}})) + \sin(\beta_{\text{НКА}})z_m],$$

где $\alpha_{\text{НКА}}, \beta_{\text{НКА}}$ – азимут и склонение НКА.

Пространственная ориентация ЛА по сигналам нескольких НКА

Очевидно, что использование двух и более

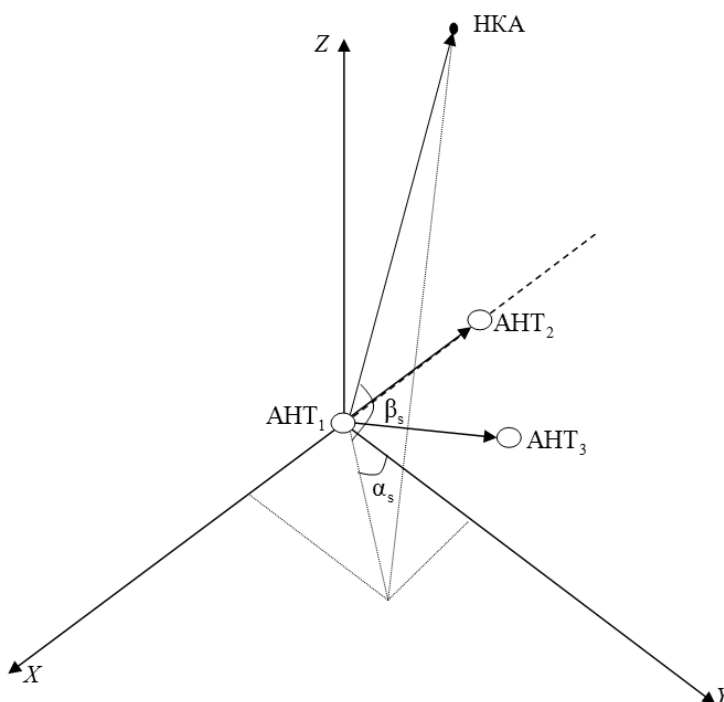


Рис. 3. Система координат, связанная с объектом

различных НКА при определении ориентации ЛА должно привести к повышению точности измерений, поскольку при обработке сигналов от НКА оцениваются одни и те же параметры α, β, γ . При этом можно воспользоваться тем, что содержащиеся в суммарном сигнале $Y(t)$ сигналы от различных НКА отличаются по форме (как в системе GPS) или по несущей частоте (как в системе ГЛОНАСС). Анализируя эти сигналы в квазипараллельном режиме, когда сигналы от различных НКА обрабатываются со сдвигами во времени, значительно меньшими, чем интервал корреляции процессов изменения параметров ориентации ЛА, появляется возможность вычисления функций R_l , представляющих собой функции R из (8), вычисленные отдельно для каждого НКА. Тогда задача определения ориентации ЛА оказывается подобной задаче приема информации в условиях пространственного разнесения [7]. В частности, может использоваться алгоритм максимизации функции R_Σ вида:

$$R_\Sigma = \sum_{l=1}^L [\cos \Delta\psi_{12}^{(l)} + \cos \Delta\psi_{13}^{(l)} + \cos \Delta\psi_{23}^{(l)}], \quad (9)$$

где $\Delta\psi_{kn}^{(l)} = \Delta\tilde{\varphi}_{kn}^{(l)} - \Delta\theta_{kn}^{(l)}$.

Особенности реализации приема и обработки сигналов НКА на программируемой элементной базе

Рассмотрим особенности реализации приема и обработки сигналов НКА при пространственной ориентации ЛА на основе метода максимизации R_Σ в (9). Современная элементная база включает два типа устройств цифровой обработки сигналов: программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) и цифровые процессоры обработки сигналов (ЦПОС). Хотя грань между этими типами все более размывается, можно утверждать следующее: ПЛИС обеспечивают большее быстродействие устройств обработки, оставаясь, тем не менее, более дорогостоящими и требующими больших затрат на этапе разработки конкретных устройств.

Сигналы НКА занимают широкую (более 10 МГц) полосу частот, что приводит к необходимости применения ПЛИС для реализации входных цепей устройства (например, схем выделения низкочастотных квадратурных составляющих сигналов). С другой стороны, сложные алгоритмы синхронизации, слежения, расчета навигационных параметров проще реализовать на ЦПОС.

Как следствие, важнейшей целью проектирования становится рациональное распределение вычислительной нагрузки между ПЛИС и ЦПОС.

Рассмотрим задачи, которые нужно решить в процессе определения пространственной ориентации ЛА. Отметим, что при реализации соответствующих алгоритмов на ЦПОС целесообразно использовать средства организации параллельных процессов, предоставляемые операционной системой ЦПОС.

Вычисление параметров ЛА и НКА. Исходными данными для работы устройства являются координаты ЛА, азимут и склонение НКА, а также доплеровский сдвиг частоты сигнала НКА. Для получения этих параметров целесообразно использовать стандартный навигационный приемник, необходимые вычисления можно выполнить в виде низкоприоритетного параллельного процесса на ЦПОС.

Синхронизация. Задача определения временного положения сигнала НКА возникает при появлении нового НКА, а также при срыве слежения за НКА. Для решения этой задачи можно организовать параллельный процесс на ЦПОС, реализующий фильтр, согласованный с сигналом НКА, методом быстрой свертки.

Слежение за НКА. Для слежения за временным положением сигнала НКА достаточно считать выход оптимального приемника лишь вблизи найденного при синхронизации положения, поэтому целесообразно реализовать этот процесс на основе корреляторов. Количество таких корреляторов определяется количеством находящихся в слежении НКА, что может привести к перегрузке ЦПОС, поэтому целесообразно перенести реализацию корреляторов на ПЛИС.

Расчет разностей фаз. Разности фаз рассчитываются на основе выходных сигналов корреляторов, их расчет не требует больших вычислительных ресурсов и может быть реализован в виде высокоприоритетного параллельного процесса на ЦПОС.

Расчет углов ориентации ЛА. Решение данной задачи целесообразно реализовать на ЦПОС в фоновом режиме, используя свободное от других задач время. Кроме того, целесообразно предусмотреть два режима работы: поиска и слежения. Поскольку выражение (9) имеет максимум, равный $3L$, в качестве критерия изменения режима можно использовать отношение $R_\Sigma / 3L$.

На основе рассмотренных принципов реали-

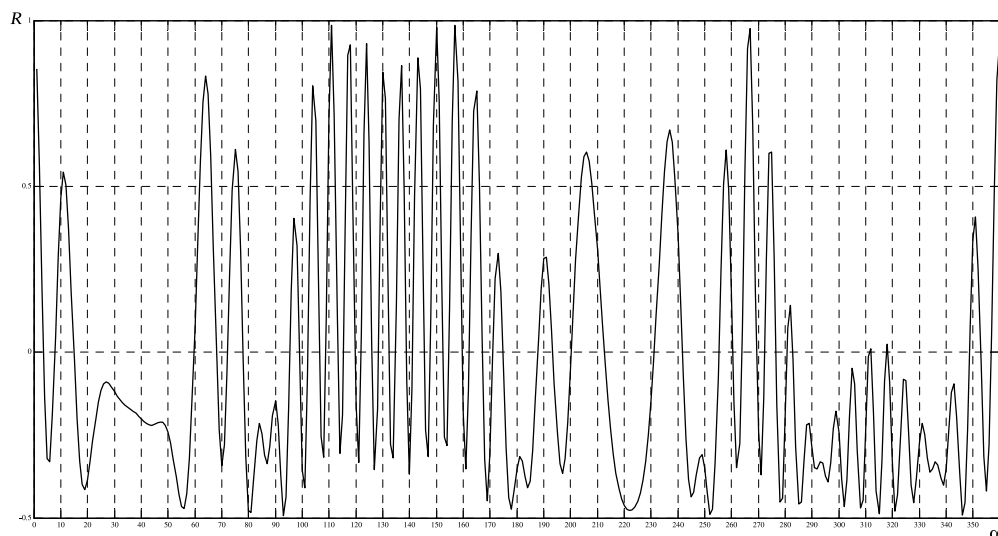


Рис. 4. Зависимость значений функции R от значений курсового угла α (моделирование)

зовано устройство пространственной ориентации на базе ПЛИС Virtex-5 фирмы Xilinx и ЦПОС TMS320C6455 фирмы Texas Instruments. Как показали испытания, данное устройство при слежении за десятью НКА обеспечивает длительность процесса расчета углов ориентации не более 10 мс.

Моделирование в среде Matlab алгоритма определения пространственной ориентации

В среде Matlab разработана модель определения углов ориентации ЛА на основе использования сигналов различных НКА. В модели рассматриваются сигналы от произвольного (от одного

до десяти) числа НКА и рассчитываются значения эталонных разностей фаз $\Delta\theta_{kn}$ для каждого из возможных положений ЛА и НКА. При этом используется распределение измеренных разностей фаз в соответствии с выражением (6), где за истинное значение разности фаз $\Delta\varphi_{kn}$ принимается значение эталонных разностей фаз для заданного положения ЛА. В качестве иллюстрации работы созданной модели на рис. 4 и 5 представлены нормированные значения функции R_{Σ} в случаях использования сигналов одного и семи НКА соответственно в зависимости от различных значений курсового угла α при истинном значении $\alpha = 150^\circ$.

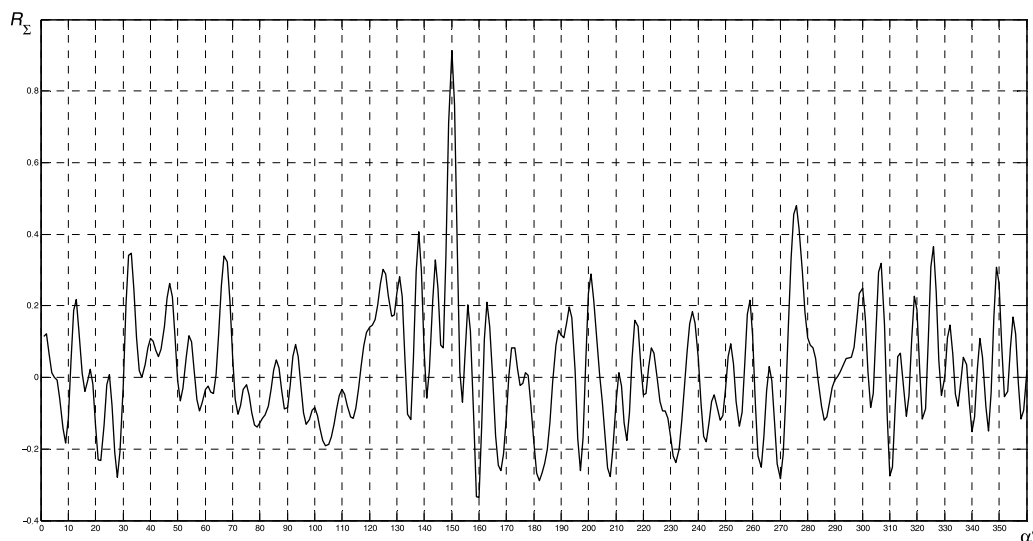


Рис. 5. Зависимость значений функции R_{Σ} от значений курсового угла α (моделирование)

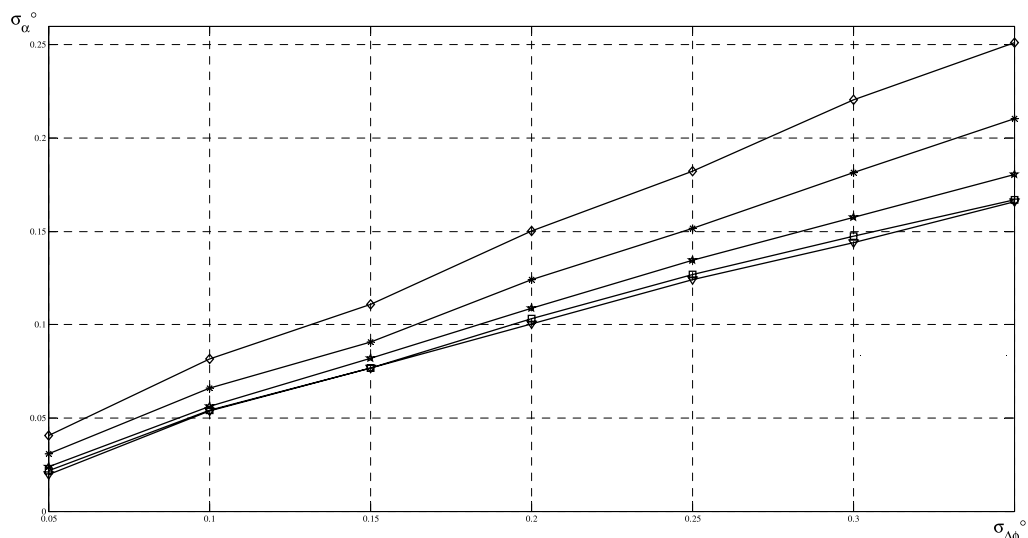


Рис. 6. Зависимость СКО измеренного значения курсового угла σ_α от величины $\sigma_{\Delta\phi}$ (—◇—) 4 спутника; (—★—) 5 спутников; (—✕—) 6 спутников; (—□—) 7 спутников; (—▽—) 8 спутников

Выбор данного значения α , а также значений ряда параметров, таких, как склонение (β_s) и азимут (α_s) НКА при моделировании обусловлен именно такими же (или близкими к ним) значениями, которым соответствуют записи реальных принимаемых сигналов, используемые ниже при иллюстрации работы рассматриваемой модели устройства обработки (рис. 7, 8).

На рис. 6 приведена зависимость среднеквадратического отклонения (СКО) измеренного значения курсового угла σ_α от величины $\sigma_{\Delta\phi}$ при одновременном использовании сигналов от че-

тырех до восьми НКА. Заметим, что указанные выше реальные записи сигналов соответствуют ситуации, когда $\sigma_{\Delta\phi} \approx 0,1^\circ$. Как видно из результатов моделирования, в рассматриваемых условиях значения σ_α меняются от 0,08 до 0,05° при изменении количества наблюдаемых НКА от четырех до семи, причем дальнейшее увеличение числа НКА уже не существенно повышает точность измерения.

В среде Matlab также разработана полунатурная модель определения углов ориентации ЛА, использующая записи реальных сигналов, кото-

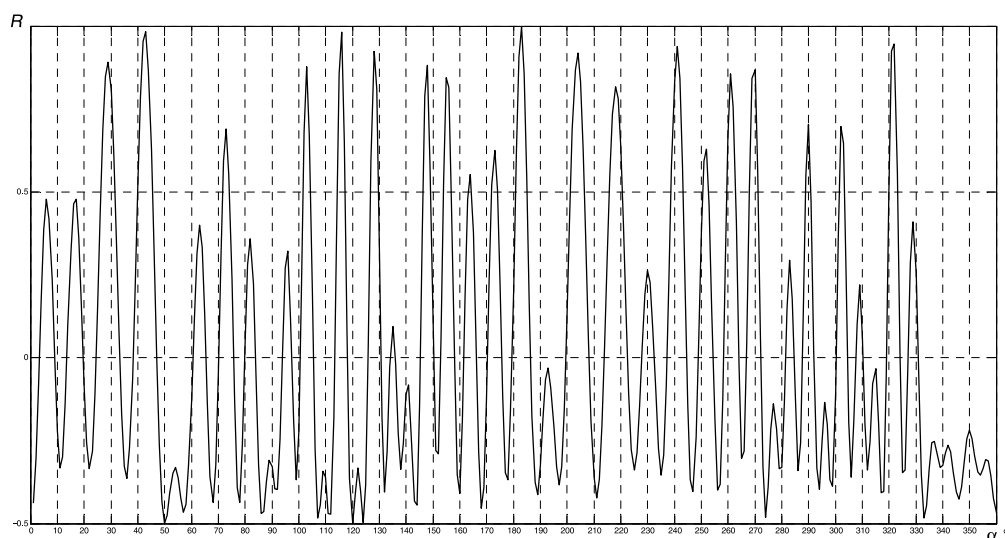


Рис. 7. Зависимость значений функции R от значений курсового угла α (обработка реальных записей)

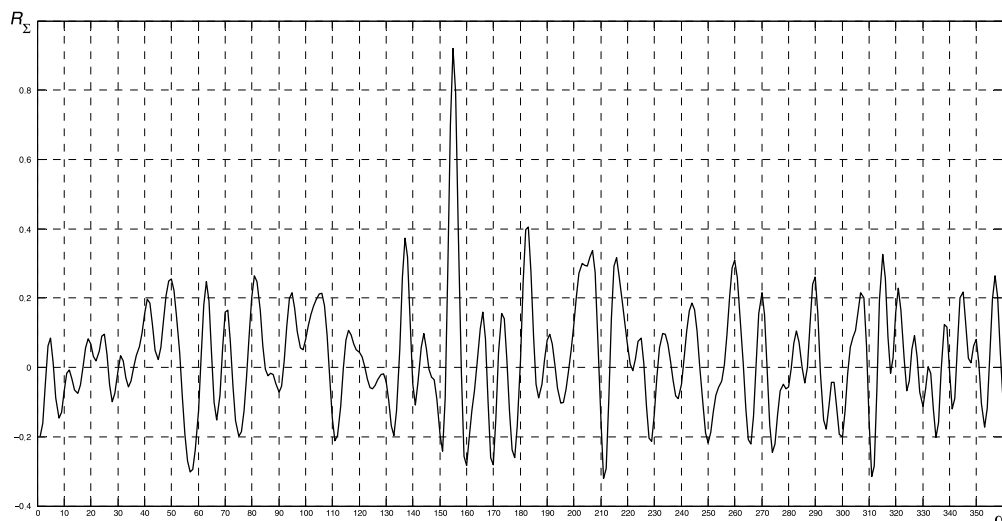


Рис. 8. Зависимость значений функции R_z от значений курсового угла α (обработка реальных записей)

рые представлены в виде отсчетов $I_k = A_k \cdot \cos \varphi_k$ и $Q_k = A_k \cdot \sin \varphi_k$ комплексной огибающей сигналов, приходящих на k -ю антенну, где A_k и φ_k – амплитуда и фаза сигнала. Измеренные разности фаз сигналов, соответствующие реальным записям, рассчитаны следующим образом:

$$\Delta \tilde{\varphi}_{kn} = \text{ATAN2}(Q_k, I_k) - \text{ATAN2}(Q_n, I_n).$$

Указанные записи содержат информацию о значениях склонения и азимута НКА, а также истинное значение углов ориентации ЛА.

На рис. 7 и 8 в качестве иллюстрации представлены результаты обработки реальных записей сигналов от одного (рис. 7) и семи (рис. 8) НКА системы ГЛОНАСС: значения функции R_z в зависимости от различных значений курсового угла α при истинном значении $\alpha = 155^\circ$. Приве-

денные результаты качественно подтверждают результаты моделирования (рис. 4, 5).

Таким образом, при больших значениях отношения сигнал/шум (малых значениях дисперсии $\sigma_{\Delta\varphi}^2$) определение пространственной ориентации ЛА на основе максимизации функции R приводит к результатам, близким к тем, которые получаются на основе методов МПМ или МП. Так, в представляющих практический интерес условиях, когда $\sigma_{\Delta\varphi} \approx 0,2^\circ$, погрешность в определении курсового угла составляет приблизительно $0,1^\circ$.

Созданные модели позволяют проводить исследования точности определения углов ориентации в различных условиях при использовании сигналов от различного числа НКА систем ГЛОНАСС и GPS.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Фатеев, Ю.Л.** Определение угловой ориентации объектов на основе глобальных навигационных спутниковых систем [Текст] / Ю.Л. Фатеев // Радиотехника. –2002. –№ 7. –С. 51–57.
2. **Ветров, Ю.В.** Повышение точности пространственного позиционирования объектов за счет использования сигналов спутниковых навигационных систем [Текст] / Ю.В. Ветров, А.С. Давыденко, О.В. Царик // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. –2009. –№ 2 (76).
3. **Hamid, Krim.** Two decades of array signal processing research. The parametric approach [Text] / Krim Hamid, Mats Viberg // IEEE signal proc. magazine. –July 1996.
4. **Петров, В.П.** Спектральные способы оценки направления источников сигналов в адаптивных антенных решетках [Текст] / В.П. Петров, А.К. Шауэрман // Вестник СибГУТИ. –2011. –№ 2.
5. **Harry, L.** Optimum Array Processing. PartIV of Detection, Estimation and Modulation Theory [Text] / L. Harry, Van Trees. –2002.
6. **Цветнов, В.В.** Статистические свойства сигналов и помех в двухканальных фазовых системах [Текст] / В.В. Цветнов //Радиотехника. –1957. –Т. 12. –№ 5.
7. **Андронов, И.С.** Передача дискретных сообщений по параллельным каналам [Текст] / И.С. Андронов, Л.М. Финк. –М.: Советское радио, 1971.

REFERENCES

1. Fateev Iu.L. Opredelenie uglovoi orientatsii ob»ektov na osnove global'nykh navigatsionnykh sputnikovyykh sistem / Radiotekhnika. –2002. –№ 7. –S. 51–57. (rus)
2. Vetrov Iu.V., Davydenko A.S., Tsarik O.V. Povyshenie tochnosti prostranstvennogo pozitsionirovaniia ob»ektov za schet ispol'zovaniia signalov sputnikovyykh navigatsionnykh sistem / Nauchno-tekhnicheskie vedomosti SPbGPU. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie. –2009. –№ 2 (76). (rus)
3. Hamid Krim, Mats Viberg Two decades of array signal processing research. The parametric approach // IEEE signal processing magazine. –July 1996.
4. Petrov V.P., Shauerman A.K. Spektral'nye sposoby otsenki napravleniia istochnikov signalov v adaptivnykh antennoykh reshetkakh / Vestnik SibGUTI. –2011. –№ 2. (rus)
5. Harry L. Van Trees. Optimum Array Processing; P. IV of Detection, Estimation and Modulation Theory. –2002.
6. Tsvetnov V.V. Statisticheskie svoistva signalov i pomekh v dvukhkanal'nykh fazovykh sistemakh / Radiotekhnika. –1957. –T. 12. –№ 5. (rus)
7. Andronov I.S., Fink L.M. Peredacha diskretnykh soobshchenii po parallel'nym kanalām. –Moscow: Sovetskoe radio, 1971. (rus)



УДК 621.396.933:527.8

А.С. Давыденко, С.Б. Макаров
Санкт-Петербург, Россия

ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДА ЭТАЛОННОЙ РАЗНОСТИ ФАЗ ДЛЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ ПРОСТРАНСТВЕННОЙ ОРИЕНТАЦИИ ОБЪЕКТА

A.S. Davydenko, S.B. Makarov
St.-Petersburg, Russia

APPLICATION OF A METHOD OF A REFERENCE PHASES DIFFERENCE FOR DEFINITION OF SPATIAL OBJECT ORIENTATION

Показана возможность использования метода эталонной разности фаз для определения пространственного положения объекта при повороте платформы на угол $0-360^\circ$ в условиях компенсации неоднозначности в определении углов поворота. Предложено несколько методов повышения точности определения пространственного положения объекта.

ПРОСТРАНСТВЕННОЕ ПОЛОЖЕНИЕ ОБЪЕКТА. ВЕКТОР-БАЗА. КОМПЕНСАЦИЯ НЕОДНОЗНАЧНОСТЕЙ. ЭТАЛОННАЯ РАЗНОСТЬ ФАЗ.

Possibility of use of a method of a reference phases difference for definition of spatial positioning of object at platform turn on a corner $0-360^\circ$ in the conditions of ambiguity compensation in definition of angles of rotation is shown. Some methods of increase of accuracy of definition of spatial provision of object are offered.

SPATIAL OBJECT POSITION. BASE VECTOR. AMBIGUITY COMPENSATION. REFERENCE PHASES DIFFERENCE.

Метод эталонной (эквивалентной) разности фаз используется в корреляционных интерферометрах для определения пеленга на источник излучений [1]. Алгоритм работы интерферометра заключается в последовательном сравнении значений теоретической (эталонной) разности фаз, полученных для различных углов прихода волны, со значениями разности фаз, полученными в результате экспериментальных измерений. Пары антенных элементов A_i и A_j ($i, j = 1, 2, \dots, i \neq j$) подключены к приемным устройствам, на выходах которых и происходит измерение экспериментальной разности фаз принимаемого колебания между двумя антенными элементами (вектора-базы A_{ij}), расположенными на расстоянии d друг от друга. Сравнение производится в соответствии с критерием минимального среднеквадратичного отклонения или коэффициента корреляции. Максимальный коэффициент корреляции соответствует максимально достоверному направлению на источник излучения.

Ниже будет рассмотрено применение метода эталонной разности фаз для определения про-

странственного положения объекта и предложены пути, позволяющие повысить точность определения координат объекта.

Основные определения. При определении пространственной ориентации объекта, в отличие от задачи нахождения неизвестного пеленга на источник излучения, требуется найти пространственные углы наклона объекта (платформы) относительно выбранной системы координат при известных координатах источника излучения [2]. Платформа представляет собой плоскость, на которой расположены один или несколько векторов-баз произвольной длины (рис. 1 а). В общем случае вектора-базы могут быть расположены в разных плоскостях (рис. 1 б).

С платформой связана декартова правая система координат, центр которой совмещен, как правило, с одним из антенных элементов, который называется *опорным*. Платформа совершает повороты вокруг оси Z_0 (угол курса α), вокруг оси X_0 (угол тангажа β), вокруг оси Y_0 (угол крена γ). Под углами поворота платформы понимают углы Эйлера (α, β, γ) , на которые повернута

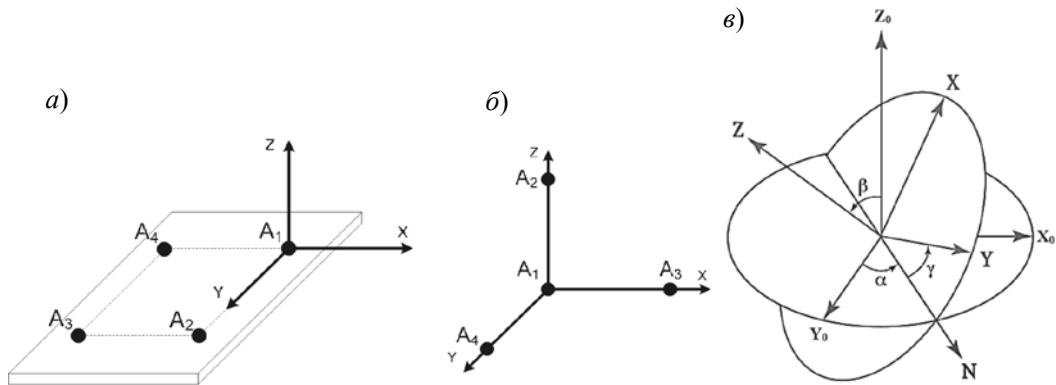


Рис. 1. Платформа с тремя векторами-базами:
а – в одной плоскости; б – в разных плоскостях; в – углы поворота Эйлера

система координат платформы относительно неподвижной системы координат (рис. 1 в).

При измерении координат антенных элементов подразумевается, что в начальный момент времени платформа ориентирована с нулевыми углами α , β , γ , и оси системы координат платформы сонаправлены с соответствующими осями геоцентрической системы координат и обозначаются X_0 , Y_0 , Z_0 [3]. Вектор-база A_{ij} имеет проекции на оси неподвижной системы координат X_0 , Y_0 , Z_0 соответственно $A_{ij} = \{x_{ij}, y_{ij}, z_{ij}\}$.

Вращение системы координат вокруг осей выполняется при помощи матриц поворота:

$$A(\alpha) = \begin{pmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha & 0 \\ \sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$$

$$A(\beta) = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \beta & -\sin \beta \\ 0 & \sin \beta & \cos \beta \end{pmatrix}$$

$$A(\gamma) = \begin{pmatrix} \cos \gamma & 0 & \sin \gamma \\ 0 & 1 & 0 \\ -\sin \gamma & 0 & \cos \gamma \end{pmatrix}.$$

В частности, вектор-база A_{12} , проекции (x_{12}, y_{12}, z_{12}) которого измерены в неподвижной системе координат, после поворота платформы вокруг оси Z на угол α изменит свое пространственное положение, и его проекции после поворота (относительно неподвижной системы координат $X_0 Y_0 Z_0$) будут определяться выражением:

$$A_{12}(\alpha) = A(\alpha)A_{12}$$

$$\begin{pmatrix} x_{12}(\alpha) \\ y_{12}(\alpha) \\ z_{12}(\alpha) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \alpha & -\sin \alpha & 0 \\ \sin \alpha & \cos \alpha & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} x_{12} \\ y_{12} \\ z_{12} \end{pmatrix}.$$

В общем случае, когда совершаются повороты вокруг трех осей, справедливо следующее выражение:

$$A_{12}(\alpha, \beta, \gamma) = A(\alpha)A(\beta)A(\gamma)A_{12}.$$

Для определения пространственного положения платформы вычисляются координаты векторов-баз $A_{ij}(\alpha, \beta, \gamma)$ для всех возможных угловых положений платформы с заданным шагом (сканированием). В общем случае при наличии k источников излучения на каждом шаге сканирования для всех векторов-баз A_{ij} производится вычисление теоретической эталонной разности фаз $\Delta\phi_{\text{эт},ij}^l$, где $l = 1, 2, \dots, k$.

Точность определения пространственной ориентации объекта напрямую связана с точностью определения пеленга. Поэтому, как правило, решаются одновременно две задачи: определение направления на источник излучения и определение пространственных углов наклона объекта. Повышение точности определения пространственных углов объекта представляет интерес для электронной стабилизации видео-фотосъемки с беспилотных летательных аппаратов, нахождения текущих значений углов наклона корабля (автомобиля) при нестационарном движении в экстремальных условиях и пр.

Платформа в одной плоскости. Рассмотрим прежде всего простейший случай объекта (платформы) при использовании одного вектора-базы A_{12} с проекциями (x_{12}, y_{12}) , лежащего в плоскости XY (см. рис. 2 а) и одного источника излучения, положение которого характеризуется углом в азимутальной плоскости – μ .

Введем следующие допущения: источник излучения находится на достаточно большом расстоянии от объекта, и от него распространяется

плоская волна, имеющая длину λ ; диапазон углов поворота платформы составляет от 0 до 360 градусов.

Рассмотрим определение угла α пространственного положения платформы. Для этого система координат XYZ платформы будет поворачиваться вокруг оси Z относительно неподвижной системы координат $X_0Y_0Z_0$ во всем диапазоне углов α от 0 до 360 градусов с шагом $\Delta\alpha$.

В начальный момент времени координат XYZ платформы совпадает с неподвижной системой координат $X_0Y_0Z_0$, т. е. угол поворота α равен нулю (рис. 2 а). Тогда для проекций вектора-базы $(x_{12}(0), y_{12}(0))$ эталонный набег волны $R_{\text{эт.12}}(0)$ и эталонная разность фаз $\Delta\varphi_{\text{эт.12}}(0)$ определяются очевидными выражениями:

$$R_{\text{эт.12}}(0) = x_{12}(0)\sin(\mu) + y_{12}(0)\cos(\mu)$$

$$\Delta\varphi_{\text{эт.12}}(0) = \frac{2\pi}{\lambda} R_{\text{эт.12}}(0)$$

Заметим, что если направление на источник излучения будет перпендикулярно вектору-базе, то эталонный набег волны будет равен нулю.

При построении теоретической зависимости эталонной разности фаз от угла поворота платформы, задается шаг поворота $\Delta\alpha$, величина которого определяется требуемой точностью построения $\Delta\varphi_{\text{эт.12}}(\alpha) = f(\Delta\alpha)$.

При повороте платформы по азимуту относительно начального положения на величину $\Delta\alpha$ (рис. 2 б), рассчитываются новые проекции вектора-базы $A_{12}(\Delta\alpha)$ относительно неподвижной системы координат $X_0Y_0Z_0$

$$A_{12}(\Delta\alpha) = A_\alpha A_{12},$$

а также набег волны $R_{12}(\Delta\alpha)$ и эталонная раз-

ность фаз $\Delta\varphi_{\text{эт.12}}(\Delta\alpha)$:

$$R_{\text{эт.12}}(\Delta\alpha) = x_{12}(\Delta\alpha)\sin(\mu) + y_{12}(\Delta\alpha)\cos(\mu)$$

$$\Delta\varphi_{\text{эт.12}}(\Delta\alpha) = \frac{2\pi}{\lambda} R_{\text{эт.12}}(\Delta\alpha)$$

Подобным образом перебираются все n возможных значений угла азимута в интервале от 0 до 360° с шагом $\Delta\alpha$ (рис. 2 в).

Рассмотрим построение эталонной разности фаз для вектора-базы длиной $d = \lambda/2$ и угла μ , характеризующего положение источника в азимутальной плоскости, равного нулю (рис. 3 а). Будем считать, что эталонные разности фаз для всех углов поворота платформы α (рис. 3 б) находятся в диапазоне $[-\pi, \pi]$. Из рисунка видно, что когда направление на источник излучения совпадает с направлением вектора-базы, то эталонная разность фаз максимальна. Эталонный набег волны $R_{\text{эт.12}}(0) = \lambda/2$. Когда направление на источник излучения перпендикулярно направлению вектора-базы, эталонная разность фаз $\Delta\varphi_{\text{эт.12}}(90) = \Delta\varphi_{\text{эт.12}}(270) = 0$ (рис. 3 б). Нетрудно убедиться, что для значений углов α , симметрично расположенных относительно направления на источник излучения, величина эталонной разности фаз будет одинаковой. Это приводит к неоднозначности определения направления вектора-базы на источник излучения.

Точность определения эталонной разности фаз, очевидно, зависит от длины вектора-базы d [4]. Чем больше величина вектора-базы, тем точнее можно вычислить (или определить экспериментальным путем) значения эталонной разности фаз.

Рассмотрим построение эталонной разности фаз для вектора-базы длиной $d = \lambda$ и угла μ , характеризующего положение источника в азимуталь-

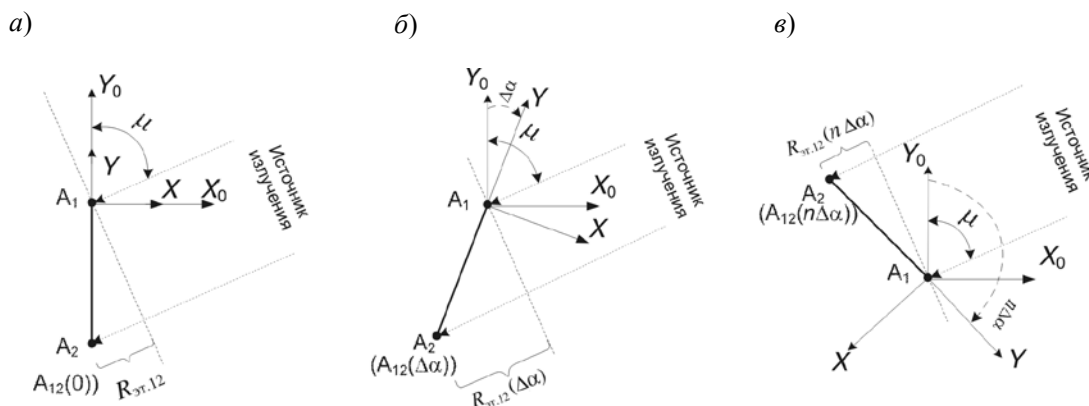


Рис 2. Эталонный набег волны $R_{\text{эт.12}}(\alpha)$ и $\Delta\varphi_{\text{эт.12}}(\alpha)$ в зависимости от угла поворота платформы

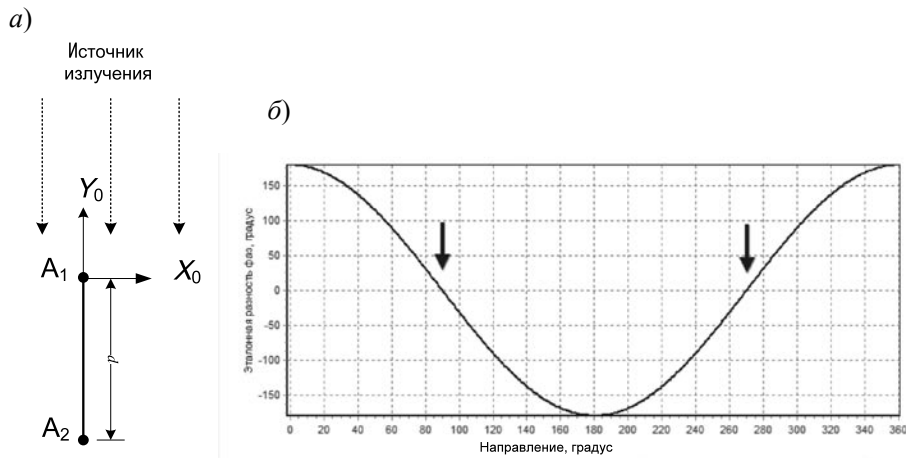


Рис. 3. Эталонные разности фаз при повороте платформы на угол 360° и длине вектора-базы $d = \lambda/2$
а – вектор-база; б – эталонная разность фаз

ной плоскости, равного нулю (рис. 3 а). Видно (рис. 4), что для четырех направлений эталонная разность фаз принимает одинаковые значения. При дальнейшем увеличении расстояния d между антеннами количество направлений (неоднозначность) с одинаковым значением эталонной разности фаз будет увеличиваться.

Таким образом, с одной стороны увеличение вектора-базы приводит к неоднозначности в определении направления на источник излучения, но с другой стороны, при увеличении базы уменьшаются требования к точности определения самих значений эталонной разности фаз. В этой связи необходимо решить задачу устранения указанной неоднозначности при увеличении расстояния между антеннами, при котором обеспечивается заданная точность определения эталонной разности фаз.

Увеличим число векторов-баз. Для двух векторов баз (рис. 5 а), расположенных под углом 90° в направлении на источник излучения в соответ-

ствии с рис. 3 а, получим две независимых функции эталонной разности фаз (на рис. 5 б сплошная кривая соответствует вектору-базе A₁₂, а пунктирная – вектору-базе A₁₃) от величины угла поворота платформы.

Как видно из графиков, не существует углов поворота платформы с одинаковыми парами значений эталонных разностей фаз. Когда направление на источник излучения перпендикулярно направлению вектора-базы A₁₂, эталонная разность фаз $\Delta\varphi_{\text{эт.12}}(90) = \Delta\varphi_{\text{эт.12}}(270) = 0$ (рис. 3 б). Для вектора-базы A₁₃ в этих условиях эталонная разность фаз $\Delta\varphi_{\text{эт.13}}(90) = 180^\circ$ и $\Delta\varphi_{\text{эт.13}}(270) = -180^\circ$. Таким образом, неоднозначность в определении направления на источник излучения можно устранить, используя при вычислениях обе функции $\Delta\varphi_{\text{эт.12}}(\Delta\alpha)$ и $\Delta\varphi_{\text{эт.13}}(\Delta\alpha)$ (рис. 5 б).

В общем случае можно показать, что при повороте платформы на угол 360° исключить появление неоднозначностей в определении на-

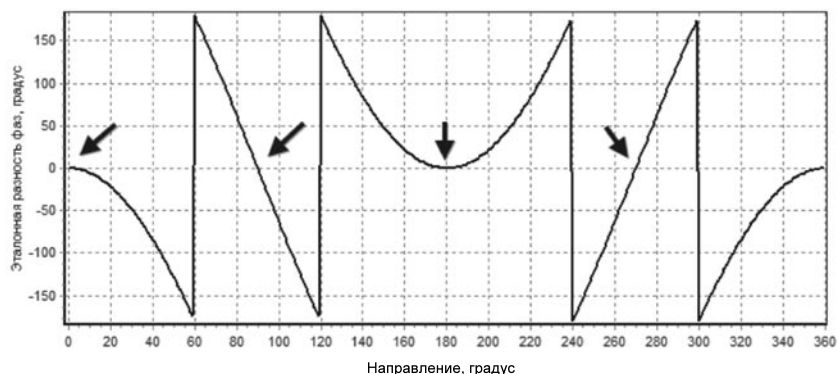


Рис. 4. Эталонные разности фаз при повороте платформы на угол 360° и длине вектора-базы $d = \lambda$

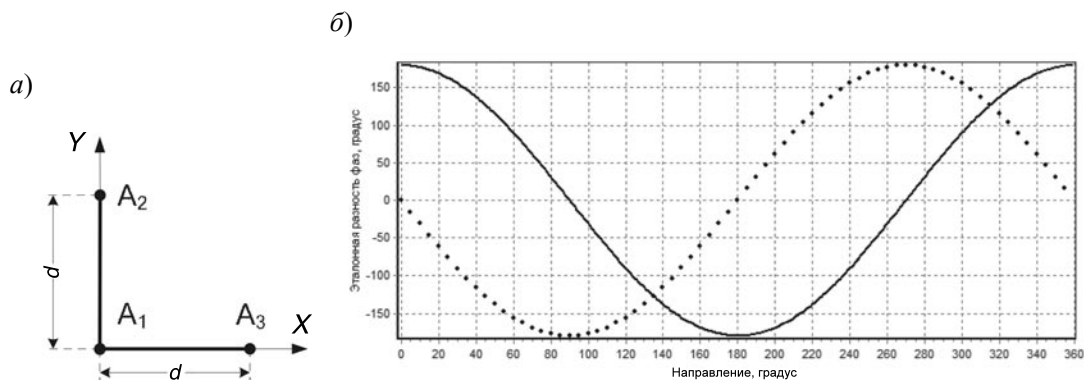


Рис. 5. Эталонные разности фаз при повороте платформы на угол 360° для двух векторов-баз и длине $d = \lambda/2$
 a – векторы-базы; $б$ – эталонные разности фаз

правления на источник излучения можно путем увеличения числа векторов-баз при любой длине векторов-баз.

Рассмотрим три вектора-базы A_{12} , A_{13} , A_{14} , имеющих одну общую антенну A_1 , расположенную в центре координат (рис. 6 а).

Для направления на источник излучения в соответствии с рис. 3 а, получим три независимых функции эталонной разности фаз (на рис. 6 б сплошная кривая соответствует вектору-базе A_{12} , пунктирная – вектору-базе A_{13} , звездочками обозначен – A_{14}) от величины угла поворота платформы.

На рис. 7 а изображены три вектора-базы A_{12} , A_{34} , A_{56} той же длины, произвольно расположенные относительно системы координат. На этом же рисунке (рис. 7 б) изображены три независимых функции эталонной разности фаз (на рис. 7 б сплошная кривая соответствует вектору-базе A_{12} , пунктирная – вектору-базе A_{34} , звездочками обозначен – A_{56}) от величины угла поворота платформы.

Сравнивая зависимости на рис. 6 б и рис. 7 б,

можно видеть, что функции эталонной разности фаз представляют собой отрезки гармонического колебания на интервале времени, равному одному периоду, но смещенные на определенную фазу. Легко убедиться, что для расположения векторов-баз в соответствии с рис. 6 а и рис. 7 а, можно устранить неоднозначность в определении направления на источник излучения.

В общем случае для одного источника излучения при произвольной длине векторов-баз и, соответственно, при произвольном числе неоднозначностей, их устранение возможно путем увеличения количества векторов-баз, расположенных на платформе. Можно показать, что существуют расположения векторов-баз на плоскости, позволяющие минимизировать их число с целью устранения неоднозначностей.

Нетрудно убедиться, что при использовании нескольких источников излучения зависимости эталонных разностей фаз будут представлять собой также отрезки гармонического колебания на интервале времени, равном одному периоду, но

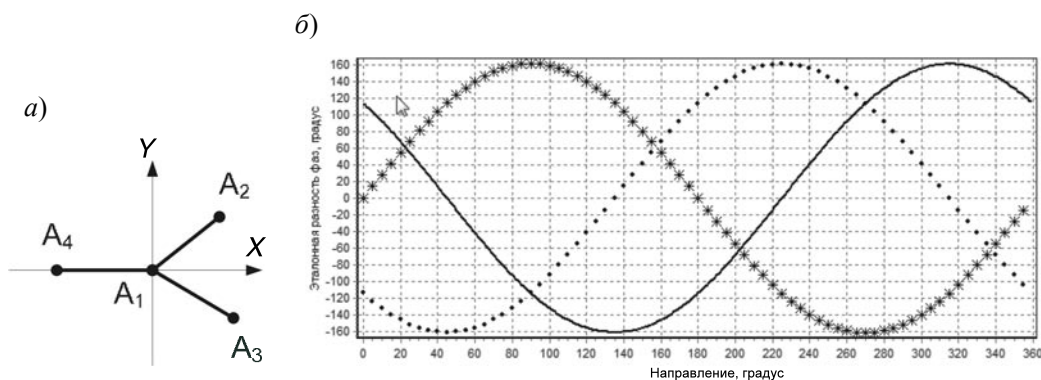


Рис. 6. Эталонные разности фаз для трех векторов-баз и длине $d = \lambda/2$, имеющих общую антенну:
 a – три вектора базы A_{12} , A_{13} , A_{14} ; $б$ – эталонные разности фаз

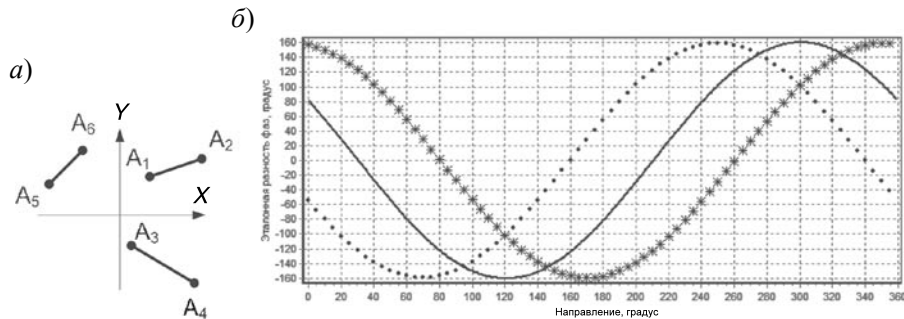


Рис. 7. Эталонные разности фаз для трех векторов-баз и длине $d = \lambda/2$, расположенных на платформе:
а – три вектора-базы A_{12} , A_{34} , A_{56} ; б – эталонные разности фаз

смещенные на определенную фазу, определяемую углом направления на этот источник. Использование дополнительного источника излучения позволяет пропорционально уменьшить количество векторов-баз, расположенных на платформе.

Для определения угла направления платформы на источник излучения необходимо найти для каждого вектора-базы A_{ij} среднее квадратическое отклонение эталонной разности фаз от угла поворота платформы и экспериментально измеренной разности фаз $\Delta\varphi_{изм.ij}$:

$$\Delta\varphi_{ij}(\alpha) = (\Delta\varphi_{эт.ij}(\alpha) - \Delta\varphi_{изм.ij})^2.$$

Под разностью фаз $\Delta\varphi_{изм.ij}$ для вектора-базы A_{ij} понимается разница между мгновенными значениями измеренных фаз $\varphi_{изм.i}$ и $\varphi_{изм.j}$ колебаний, измеренных на выходах приемных устройств, подключенных к антеннам A_i и A_j :

$$\Delta\varphi_{изм.ij} = \varphi_{изм.i} - \varphi_{изм.j}.$$

Для устранения неоднозначности необходимо среднее квадратическое отклонение $\Delta\varphi_{ij}(\alpha)$ усреднить по числу N векторов-баз:

$$\Delta\varphi(\alpha) = \sum_{k=1}^N (\Delta\varphi_{эт.k}(\alpha) - \Delta\varphi_{изм.k})^2.$$

В этом выражении индексы ij заменены на индекс k , обозначающий номер вектора-базы $k = 1, 2, \dots, N$. При наличии нескольких источников излучения усреднение проводится по числу векторов-баз и по числу источников излучения:

$$\Delta\varphi(\alpha) = \sum_{l=1}^m \sum_{k=1}^N (\Delta\varphi'_{эт.k}(\alpha) - \Delta\varphi'_{изм.k})^2,$$

где $\Delta\varphi'_{изм.k}$ – экспериментально измеренная разность фаз колебаний для вектора-базы A_k и l -го источника излучения.

Рассмотрим пример определения среднее квадратического отклонения для двух векторов-баз длиной $d = \lambda$ (см. рис. 5 а) для одного источника излучения. Величина функции $\Delta\varphi_{изм.ij}$ определяется экспериментальным путем и зависит от длины волны колебания источника излучения. В данном примере зададим $\Delta\varphi_{изм.ij}$. Вид функции $\Delta\varphi(\alpha)$ для $N = 2$ приведен на рис. 8.

Если считать известным угол μ , характеризующий положение источника в азимутальной плоскости, то при $\Delta\varphi(\alpha) = 0$ можно определить угол α , характеризующий поворот платформы в азимутальной плоскости. На рис. 8 значение $\alpha = 50^\circ$. Из анализа кривой на рисунке следует, что побочные минимумы функции $\Delta\varphi(\alpha)$ по

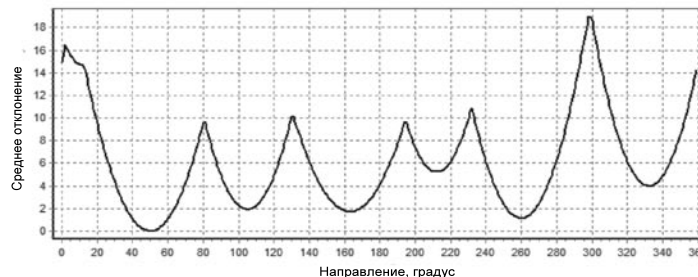


Рис. 8. Среднее квадратическое отклонение $\Delta\varphi(\alpha)$ для двух векторов-баз длиной $d = \lambda$ и одного источника излучения

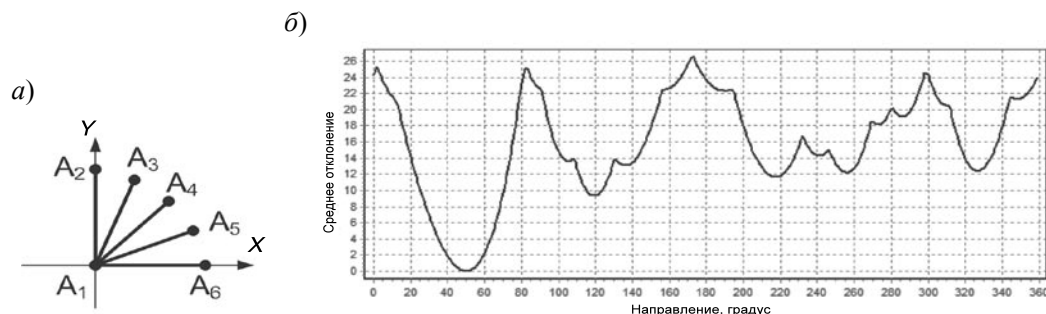


Рис. 9. Среднеквадратическое отклонение $\Delta\varphi(\alpha)$ для пяти векторов-баз длиной $d = \lambda$ и одного источника излучения:
а – векторы-базы; б – среднеквадратическое отклонение

своему значению достаточно близки к основному (равному 50°) глобальному минимуму функции. Если увеличить количество векторов-баз (рис. 9 а) до пяти, то вид функции $\Delta\varphi(\alpha)$ существенно изменится (рис. 9 б).

Из анализа кривой на рис. 9 б следует, что побочные минимумы функции $\Delta\varphi(\alpha)$ по своему значению существенно отличаются от основного (равному 50°) глобального минимума функции. Таким образом, можно сделать вывод, что с увеличением количества векторов-баз увеличивается соотношение между величиной глобального минимума функции $\Delta\varphi(\alpha)$ и побочными минимальными значениями функции.

Рассмотрим пример определения среднеквадратического отклонения для 12 векторов-баз длиной $d = 2\lambda$. Предположим, что значение угла, характеризующего положение платформы в азимутальной плоскости, изменилось с 50° до 40° . На рис. 10 приведены две функции $\Delta\varphi(\alpha)$: пунктиром обозначена для угла поворота платформы 50° и сплошная – для угла 40° .

Как видно из рисунка, точки глобального минимума смещены на 10° , а ближайшие побочные минимальные значения функции $\Delta\varphi(\alpha)$ по абсолютному значению существенно отличаются от

глобального минимума. В данном примере оба значения глобальных минимумов функций различимы, что определяет точность определения направления на источник излучения при перемещениях платформы, а соответственно, и точность определения пространственного положения платформы. Действительно, если известны координаты источника излучения и значение глобального минимума функции $\Delta\varphi(\alpha)$, легко определить угол поворота платформы в системе координат.

Пространственная модель. При использовании пространственной модели платформа совершает повороты (см. рис. 1) вокруг оси Z_0 (угол курса α), вокруг оси X_0 (угол тангажа β), вокруг оси Y_0 (угол крена γ). Источник излучения колебания находится в произвольной точке пространства и его положение относительно осей координат определяется углами μ и η (рис. 11).

Эталонная разность фаз для одного источника излучения $\Delta\varphi_{\text{эт.12}}$ определяется по координатам проекций вектора-базы A_{12} (x_{12}, y_{12}, z_{12}),

$$\Delta\varphi_{\text{эт.12}} = \frac{2\pi}{\lambda} [\cos(\eta)(x_{12} \sin(\mu) + y_{12} \cos(\mu)) + \sin(\eta)z_{12}].$$



Рис. 10. Среднеквадратическое отклонение $\Delta\varphi(\alpha)$ для 12 векторов-баз длиной $d = 2\lambda$ и одного источника излучения

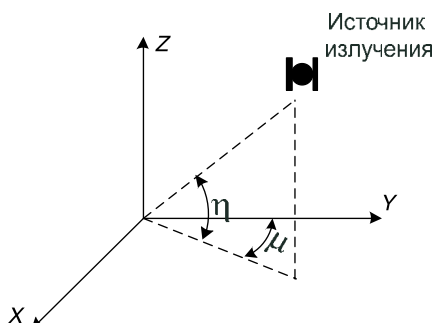


Рис. 11. Положение источника излучения в пространстве

Отличие процедуры определения эталонной разности фаз от случая определения $\Delta\varphi_{\text{эт.12}}$ для платформы в одной плоскости заключается в том, что поворот платформы производится по всем возможным значениям трех углов. Однако, как не трудно убедиться, основные результаты, полученные для случая платформы в одной плоскости, оказываются справедливыми и для пространственной модели.

Показана возможность использования метода эталонной разности фаз для определения

пространственного положения объекта при повороте платформы на угол $0-360^\circ$ в условиях компенсации неоднозначности в определении углов поворота.

Описана возможность повышения точности определения эталонной разности фаз путем увеличения расстояния между антеннами при компенсации неоднозначности в определении углов поворота платформы.

Доказано, что при произвольной длине векторов-баз и, соответственно, при произвольном числе неоднозначностей, их устранение возможно путем увеличения количества векторов-баз, расположенных на платформе.

Показано, что с увеличением количества векторов-баз увеличивается соотношение между величиной глобального минимума функции $\Delta\varphi(\alpha)$ и побочными минимальными значениями функции, что позволяет использовать механизм увеличения количества векторов-баз для уменьшения коэффициента взаимной корреляции при определении максимально достоверного направления на источник излучения в условиях аддитивных помех.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Рембовский, А.М. Радиомониторинг. Задачи, методы, средства [Текст] / А.М. Рембовский. – М.: Горячая линия – Телеком, 2000.
2. Фатеев, Ю.Л. Определение пространственной ориентации объектов по сигналам радионавигационных систем ГЛОНАСС/GPS [Электронный ресурс] / Ю.Л. Фатеев // Электронный журнал «Исследовано в России». – 2004. – № 70. – С. 781–791. – Режим доступа: <http://zhurnal.apc.relarn.ru/articles/2004/071.pdf>
3. Ветров, Ю.В. Повышение точности пространственного позиционирования объектов за счет использования сигналов спутниковых навигационных систем

[Текст] / Ю.В. Ветров, А.С. Давыденко, О.В. Царик // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. – 2009. – № 2 (76). – С. 14–20.

4. Ветров, Ю.В. Анализ влияния канального шума на определение пространственной ориентации объекта при использовании спутниковых навигационных систем [Текст] / Ю.В. Ветров, А.С. Давыденко // Современные проблемы радиоэлектроники: Сб. науч. тр.; науч. ред. Г.Я. Шайдуров; отв. за вып. А.А. Левицкий. – Красноярск: Сиб. федер. ун-т, 2012. – С. 134–139.

REFERENCES

1. Rembovskii A.M. Radiomonitoring. Zadachi, metody, sredstva. – Moskva: Goriachaia liniia – Telekom, 2000. (rus)
2. Fateev Iu.L. Opredelenie prostranstvennoi orientatsii ob'ektov po signalam radionavigatsionnykh sistem GLONASS/GPS / Elektronnyi zhurnal «Issledovano v Rossii». – 2004. – № 70. – S. 781–791. (rus) – Available <http://zhurnal.apc.relarn.ru/articles/2004/071.pdf>
3. Vetrov Iu.V., Davydenko A.S., Tsarik O.V. Povyshenie tochnosti prostranstvennoi pozitsionirovaniia

ob'ektov za schet ispol'zovaniia signalov sputnikovyykh navigatsionnykh sistem. / Nauchno-tehnicheskie vedomosti SPbGPU. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie. – 2009. – № 2 (76). – S. 14–20. (rus)

4. Vetrov Iu.V., Davydenko A.S. Analiz vliianiia kanal'nogo shuma na opredelenie prostranstvennoi orientatsii ob'ekta pri ispol'zovanii sputnikovyykh navigatsionnykh sistem / Sovremennye problemy radioelektroniki: sb. nauch. tr.; nauch. red. G.Ia. Shaidurov; отв. za vyp. A.A. Levitskii. – Krasnoarsk: Sib. feder. un-t, 2012. – S. 134–139. (rus)

УДК 621.396.67

Б.В. Сосунов, Р.Ю. Бородулин
Санкт-Петербург, Россия

КОНСТРУКЦИОННЫЙ СИНТЕЗ ЭЛЕМЕНТОВ ФАЗИРОВАННЫХ АНТЕННЫХ РЕШЕТОК

B.V. Sosunov, R.Yu. Borodulin
St.-Petersburg, Russia

CONSTRUCTURAL SYNTHESIS OF ELEMENT OF A PHASED ARRAY OF ANTENNAS

Представлен новый метод синтеза антенн – конструкционный синтез, рассмотренный на примере широкополосного плоскостного излучателя фазированных антенных решеток. Данным методом выполнен поиск оптимальной формы широкополосного излучателя путем применения квазиньютоновского метода оптимизации. В качестве критерия оптимальности выступила ширина рабочей полосы частот, определяемая допустимым согласованием антенны с питающим фидером. По аналогии с приведенным примером, в качестве критерия оптимальности могут выступать любые электрические характеристики синтезируемых антенн, такие, как коэффициент усиления, характеристика направленности и др.

КОНСТРУКЦИОННЫЙ СИНТЕЗ. ФАЗИРОВАННАЯ АНТЕННАЯ РЕШЕТКА. ШИРОКОПОЛОСНЫЙ ИЗЛУЧАТЕЛЬ. МЕТОД КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ. КВАЗИНЬЮТОНОВСКИЙ МЕТОД ОПТИМИЗАЦИИ. САМОДОПОЛНИТЕЛЬНЫЕ СТРУКТУРЫ.

The article presents a new method for the synthesis of antennas – constructural synthesis, considered with the use of an example of broadband planar radiator of a phased array of antennas. Based on this method the search for the optimal form of broadband radiator was performed through the application of the quasi-Newton method of optimisation. The optimality criterion of the width of the working frequency, was determined by the admissible alignment of antenna with the feeding feeder. By analogy with the example given above as an optimality criterion, any electrical characteristics of the synthesized antennas, such as antenna gain, characteristics of antenna pattern etc. can be used.

CONSTRUCTURAL SYNTHESIS. PHASED ARRAYS OF ANTENNAS. BROADBAND PLANAR RADIATOR. FINITE-ELEMENT METHOD. QUASI-NEWTON METHOD OF OPTIMIZATION. COMPLEMENTARY ANTENNA.

В конце 30-х гг. XX в. впервые были сформулированы классические задачи синтеза излучающих систем по заданной характеристике направленности. Задача синтеза в этих исследованиях решалась путем разложения диаграмм направленности в ряды Фурье. Дальнейшее развитие теории синтеза антенн привело к появлению методов парциальных диаграмм, интеграла Фурье, собственных функций [1]. Отдельно необходимо от-

метить исследования по анализу и синтезу антенных решеток, исходя из оптимальных значений их физических характеристик. Следует подчеркнуть тот факт, что все эти исследования проводились применительно к антенным системам, размеры которых либо соизмеримы, либо больше длины волны, и относятся, в основном, к получению требуемой характеристики направленности по найденному распределению тока в антенне.

С возникновением современных методов численного анализа появились разрозненные публикации, содержащие практические рекомендации по построению излучателей, размеры которых меньше длины волны.

В настоящей статье предлагается метод синтеза антенн – конструкционный синтез. Конструкционный синтез, в отличие от синтеза антенн в привычном понимании, подразумевает получение геометрической формы излучателя, линейные размеры которого меньше длины волны, путем применения различных алгоритмов поиска (методов оптимизации). Такими алгоритмами могут быть методы прямого перебора, градиентные методы, эволюционные методы и т. п.

Главная особенность конструкционного синтеза – автоматическое (программное) изменение формы излучающей поверхности математической модели в угоду какой-либо электрической характеристики или нескольких электрических характеристик сразу. После проведения расчетов желательно экспериментальное подтверждение полученных свойств. Если поместить искомым излучатель в некую систему координат, то задача конструкционного синтеза антенн будет подразумевать под собой задачу нахождения переменных координат краевых точек либо проводящих, либо щелевых поверхностей, которые можно использовать и как собственно излучающие, и как отражающие поверхности. Найденные координаты краевых точек позволят построить излучатель с требуемыми свойствами.

Такими свойствами могут быть форма диаграммы направленности, ширина рабочей полосы частот, массогабаритные показатели и т. д. Задача конструкционного синтеза является достаточно универсальной.

Конструкционный синтез широкополосного плоскостного излучателя

Выбор излучателя и метода оптимизации.

Одной из многих областей применения конструкционного синтеза, актуальных на сегодняшний день, является синтез широкополосных излучателей фазированных решеток. Главная проблема здесь – противоречие между массогабаритными показателями и широкополосными свойствами получаемых излучателей. Уменьшение одного приводит к увеличению другого, и наоборот. Также появляются трудности в постоянстве полученной характеристики излучения всей антенной

системы в широкой полосе частот, т. к. дискретность расположения элементов в решетке порождает интерференционные побочные излучения, зависящие от рабочей частоты излучающей системы.

В качестве широкополосных излучателей можно рассматривать большое количество типов излучателей, основными требованиями к которым могут быть простота изготовления, круговая характеристика направленности в азимутальной плоскости (для обеспечения простоты возбуждения) и удовлетворительные массогабаритные показатели.

Прародителем плоскостных излучателей является плоский вибратор, имеющий лучшие диапазонные свойства по сравнению с обычным проволочным вибратором [2]. Общее свойство плоскостных излучателей – их малая толщина в одной из плоскостей симметрии, простота изготовления и возможность уменьшения массогабаритных показателей за счет изменения формы. Диаграмма направленности (ДН) в меридиональной плоскости схожа с ДН обычного вибратора. В азимутальной плоскости ДН имеет слабонаправленный характер.

Задача разработки излучающей системы всегда подразумевает под собой наложение определенных ограничений на массогабаритные показатели ее элементов. Также необходимо предусматривать расстояния δ между самими элементами в решетке, обычно принимаемыми минимум $\lambda/10$. В случае широкополосной антенной системы (решетки излучателей) расстояние между элементами можно выбрать исходя из средней длины волны рабочего диапазона.

Как уже говорилось выше, плоскостные излучатели произошли от плоского вибратора. Увеличение широкополосных свойств для них возможно путем придания им различных форм.

Для научного подтверждения основ конструкционного синтеза необходима демонстрация его применения на хорошо известном излучателе, электрические характеристики которого получены строгими методами и не подвергаются сомнению.

Существуют примеры исследования биконических самополнительных структур, показавших хорошие широкополосные свойства. Дальнейшим развитием являются плоскостные структуры, например, обычный равнобедренный треугольник с точкой питания, взятой в одной из



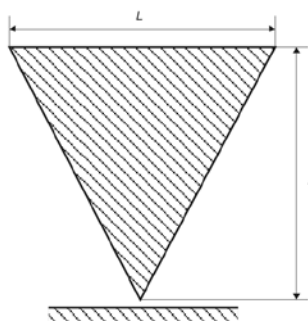
вершин. В работах [3, 4] приводится пример такого типа широкополосных антенн с бесконечно большими сторонами образующих. Для идеально согласованной антенны в бесконечно широкой полосе частот угол при точке питания должен быть равным 90° , что доказано аналитически в работе [4].

В [5] проведены сравнительные исследования различных типов плоскостных структур, показавшие, что наилучшими широкополосными свойствами обладает антенна в виде плоского треугольника. Рассмотрим такую антенну с точкой питания, взятой в одной из вершин (рис. 1), при этом ее высоту h примем равной ширине L . Расчет данного излучателя будем производить методом конечных элементов (МКЭ).

В данной статье в качестве примера рассматривается решение задачи конструктивного синтеза для трехкратного перекрытия по частоте (диапазон, в котором значение КСВ не превышает двух) при волновом сопротивлении фидера 50 Ом. В общем случае как перекрытие, так и волновое сопротивление питающей линии может быть выбрано произвольно, руководствуясь лишь физическими ограничениями и реализуемостью.

В результате вычислений получены следующие значения коэффициента стоячей волны, относительно 50 Ом в диапазоне, представленные на рис. 1.

Как видно из данного рисунка, руководствуясь ограничением КСВ меньше двух, рабочий диапазон такой антенны в относительных единицах составляет $0,43 \div 0,55$. При таких габаритных размерах ($L/\lambda = 0,4$ в нижней части диапазона), перекрытие по частоте составляет всего лишь 1,26, что является недостаточным. Будем считать, что для широкополосных антенн необходимо трехкратное перекрытие по частоте.



В силу простоты исследуемой структуры для решения задачи синтеза (оптимизации треугольной антенны) возможно применение прямого метода перебора, но тогда время и количество вычислений будет чрезвычайно большим. Более приемлем вариант широко известного градиентного квазиньютоновского метода оптимизации. Данный метод основан на свойствах квадратичных функций [6] и носит итеративный характер. Для рассматриваемой задачи оптимизации треугольной антенны, компоненты градиента не могут быть записаны в аналитическом виде, но т. к. используется высокоточный численный метод конечных элементов, применение квазиньютоновского метода является возможным.

Квазиньютоновский метод оптимизации. Квазиньютоновский метод обладает положительными чертами метода Ньютона, однако использует только первые производные. В данном методе, построение векторов поиска осуществляется с помощью следующей формулы:

$$x^{(k+1)} = x^{(k)} + \alpha^{(k)} s(x^{(k)}), \quad (1)$$

где $x^{(k)}$ – текущее приближение к решению x^* ; $\alpha^{(k)}$ – параметр, характеризующий длину шага; $s(x^{(k)})$ – направление поиска в N -мерном пространстве управляемых переменных x_i , $i = 1, 2, 3, \dots, N$. В формуле (1) направление поиска $s(x^{(k)})$ записывается в виде:

$$s(x^{(k)}) = -A^{(k)} \nabla f(x^{(k)}), \quad (2)$$

где $A^{(k)}$ – матрица порядка $N \times N$, носящая название *метрики*. Методы поиска вдоль направлений, определяемых данной формулой, называются *методами переменной метрики*, поскольку матрица A изменяется на каждой итерации. Если подходить более точно, то для квазиньютоновского

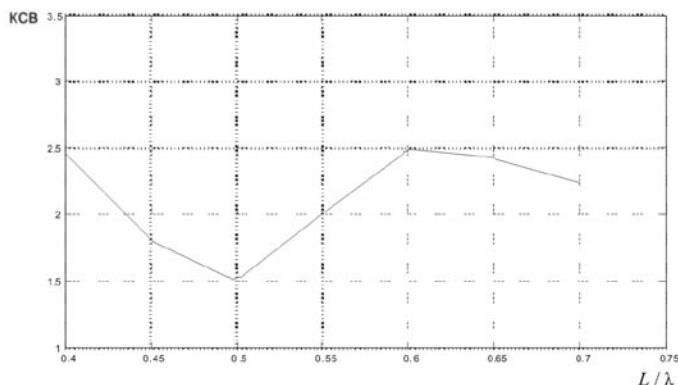


Рис. 1. Модель треугольной антенны и ее КСВ в рабочей полосе

метода перемещение пробной точки удовлетворяет условию:

$$\Delta x = C^{-1} \Delta g. \quad (3)$$

Пусть в пространстве управляемых переменных заданы две несовпадающие точки $x^{(0)}$ и $x^{(1)}$. Градиент квадратичной функции равен:

$$\nabla f(x) = \nabla q(x) = Cx + b = g(x). \quad (4)$$

Обозначение $g(x)$ введено здесь для удобства записи формулы. Таким образом,

$$g(x^{(0)}) = Cx^{(0)} + b,$$

$$g(x^{(1)}) = Cx^{(1)} + b.$$

Изменение градиента при переходе от точки $x^{(0)}$ к точке $x^{(1)}$ запишется так:

$$\Delta g(x) = g(x^{(1)}) - g(x^{(0)}) = C(x^{(1)} - x^{(0)}), \quad (5)$$

откуда:

$$\Delta g(x) = C \Delta x, \quad (6)$$

т. е. фактически получим формулу (3).

Матрица $A^{(k)}$ для квазиньютоновского метода вычисляется следующим образом:

$$A^{(k)} = A^{(k-1)} + \frac{\Delta x^{(k-1)} \Delta x^{(k-1)T}}{\Delta x^{(k-1)T} \Delta g^{(k-1)}} - \frac{A^{(k-1)} \Delta g^{(k-1)} \Delta g^{(k-1)T} A^{(k-1)}}{\Delta g^{(k-1)T} A^{(k-1)} \Delta g^{(k-1)}}. \quad (7)$$

Данная рекуррентная формула, реализующая известный и широко применяемый метод Дэвидона–Флетчера–Пауэлла (ДФП), сохраняет свойство симметрии и положительной определенности матриц. Возникает резонный вопрос: чему тогда равна начальная метрика $A^{(0)}$? Ответ очень

прост. Ее обычно, принимают равной квадратной матрице порядка $N \times N$ с единицами на главной диагонали, где N – количество управляемых переменных, входящих в целевую функцию.

Тогда первая вариация $f(x)$ равна

$$\Delta f(x) = \nabla f(x^{(k)})^T \Delta x. \quad (8)$$

Используя формулы (1) и (2), получим:

$$\Delta f(x) = -\alpha^{(k)} \nabla f(x^{(k)})^T A^{(k)} \nabla f(x^{(k)}), \quad (9)$$

и неравенство $f(x^{(k+1)}) < f(x^{(k)})$ выполняется при любых значениях $\alpha^{(k)} > 0$, если $A^{(k)}$ – положительно определенная матрица.

Алгоритм обеспечивает гарантированное убывание целевой функции при переходе от итерации к итерации. Основным недостатком данного метода – его применимость только для унимодальных (имеющих один глобальный минимум) целевых функций, что и будет продемонстрировано далее. Простейшие примеры работы данного алгоритма и сам алгоритм, приведены в [6].

Конструкционный синтез плоскостного излучателя. Постановка задачи конструкционного синтеза включает в себя установку границ подлежащей синтезу инженерной системы, определения количественного критерия, на основе которого можно произвести анализ вариантов с целью выявления «наилучшего», выбор внутрисистемных переменных и построение модели, отражающей взаимосвязи между переменными [6].

Зададим границы системы, подлежащей конструкционному синтезу. Данная система будет представлять собой математическую модель треугольной несимметричной антенны, поверх-

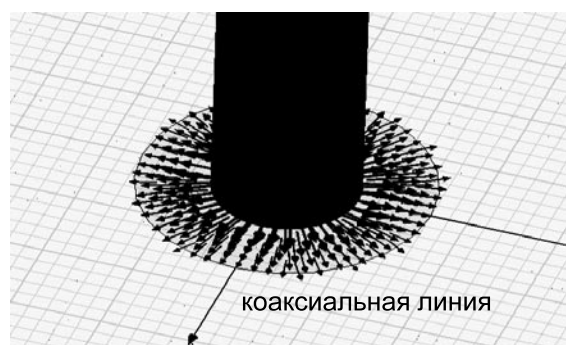
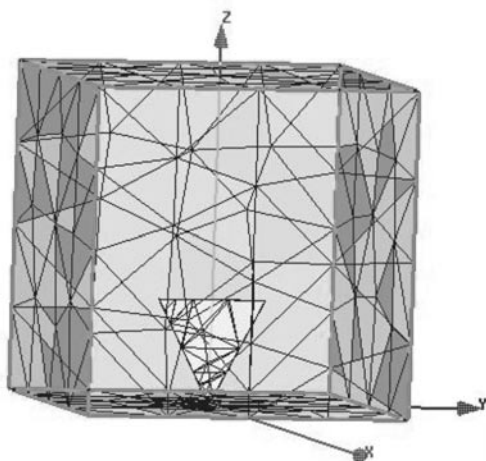


Рис. 2. Модель треугольной антенны в расчетной области и ее модель возбуждения



ность которой задана с идеально проводящими свойствами. Модель антенны располагается внутри объема в виде параллелепипеда над идеально проводящей гранью. На боковых и верхней гранях параллелепипеда задаются поглощающие граничные условия для исключения отраженной волны. Питание антенны осуществляется при помощи модели возбуждения в виде поперечного сечения коаксиальной линии передачи с заданным волновым сопротивлением (рис. 2).

При выборе характеристического критерия будем руководствоваться требованиями к широкополосной антенной системе. Основным показателем пригодности антенны будем считать значение коэффициента стоячей волны (k^{cb}), не большее двух во всем диапазоне. При этом величина ширины самой плоскостной антенны не должна превышать значения, позволяющего производить ее размещение в составе фазированной решетки (напр. $0,3\lambda_{\max}$).

Количество управляемых переменных в модели две: первая – значение координаты ширины треугольника (x_1); вторая – значение координаты высоты треугольника (x_2). Данные переменные являются независимыми. Величина k^{cb} рассчитывается для каждого из N дискретных значений частоты f с заданным шагом Δf .

Процесс построения математической модели включает в себя задание целевой функции в виде уравнения. При этом целевая функция дополняется неравенствами, определяющими область допустимых значений независимых переменных. Они позволяют определить требования, накладываемые на изменения верхних или нижних границ изменения характеристик функционирования системы, и устанавливают лимиты имеющихся ресурсов. Так как значения КСВ в диапазоне вычисляются методом конечных элементов, необходимо, чтобы продолжительность вычисления одной итерации оптимизации составляла как можно меньшее время или количество самих итераций было относительно небольшим.

В нашем случае необходимо найти минимум следующей простой целевой функции:

$$Q(x) = \sum_{i=1}^N \frac{k_i^{cb}(x_1, x_2)}{N} - k_{\text{зад}}^{cb}, \quad (10)$$

где $N = (f_{\max} - f_{\min})\Delta f + 1$, $x_1 = L/2$, $x_2 = h$, если $k_{\text{зад}}^{cb} = 2$, если $k_i^{cb} \leq 2$, то слагаемое k_i^{cb} из рассмотрения исключается (формально приравнивается к нулю).

Приведенная выше целевая функция (10) является нелинейной и значения $k_i^{cb}(x_1, x_2)$ вычисляются численно (методом конечных элементов). Тогда составляющие градиента, являющиеся частными производными по оптимизируемым переменным, необходимо аппроксимировать разностными соотношениями. Для функции двух переменных (10) эти формулы имеют вид:

$$\begin{aligned} \frac{\partial f(x^{(k)})}{\partial x_1} &\approx \frac{f((x_1^{(k)} + \delta_1), x_2^{(k)}) - f(x_1^{(k)}, x_2^{(k)})}{\delta_1}, \\ \frac{\partial f(x^{(k)})}{\partial x_2} &\approx \frac{f(x_1^{(k)}, (x_2^{(k)} + \delta_2)) - f(x_1^{(k)}, x_2^{(k)})}{\delta_2}, \end{aligned} \quad (11)$$

где δ_i – малое отклонение (в нашем случае $\delta_1 = \delta_2 = 1$ мм). При этом необходимо вычислить целевую функцию лишь в трех точках: $(x_1^{(k)}, x_2^{(k)})$, $((x_1^{(k)} + \delta_1), x_2^{(k)})$ и $(x_1^{(k)}, (x_2^{(k)} + \delta_2))$ на каждую итерацию k [7].

Численный эксперимент. Здесь и далее для удобства представления результатов осуществляется привязка к частотной области, а не к области длин волн. В случае необходимости, руководствуясь принципом электродинамического подобия, переход к относительным единицам может быть осуществлен довольно просто.

Средняя рабочая частота (длина волны) диапазона была выбрана 2 ГГц (150 мм). Максимальная ширина вибратора $L_{\max} = 52$ мм. Тогда ограничения для управляемых переменных будут следующими: $20 \leq x_1 \leq 26$ мм, $1 \leq x_2 \leq 120$ мм. Такой большой диапазон изменения переменной $x_2 = h$ берется из тех соображений, что высота излучателя для нас не является критичной (в разумных пределах, конечно), тогда как ограничения для $x_1 = L/2$ являются крайне жесткими (излучатель с шириной, большей максимальной, просто не поместится в решетке). Для трехкратного перекрытия по частоте границы диапазона частот возьмем следующими: $f_{\max} = 3,6$ ГГц, $f_{\min} = 1,2$ ГГц, $\Delta f = 0,2$ ГГц, то есть $\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = 3$.

Сперва выбор начальных значений управляемых переменных был остановлен на $x^{(0)} = [21, 11]^T$. Алгоритм отработал за количество итераций, равное 23, после чего произошла его автоматическая остановка. Результаты поиска представлены в таблице. Как видно из нее, минимум целевой функции при выбранных начальных значениях переменных не был найден. Унимодальность градиентных методов привела

Этапы работы алгоритма конструкционного синтеза треугольной антенны
с использованием квазиньютоновского метода

Номер итерации	Значение $x_1 = L/2$ (мм)	Значение $x_2 = h$ (мм)	Значение целевой функции $Q(x)$
0	21	11	488,69
1	21,0638135587481	11	486,83
2	21	12,1699152437155	306,07
3	20,9361864412519	11	491,66
4	21,0012579105366	12	327,86
5	21,0025158210733	13	217,49
6	21,0351985338068	13	219,26
7	21,0025158210733	13,9556086727703	148,3
8	20,7892450641187	14	149,88
9	21,0298374994928	13,9556086727703	153,82
10	21,0025158210733	14,0319669224475	145,08
11	20,8413676168793	14,9556086727703	107,82
12	20,8555655670166	14,9556086727703	104,77
13	20,8413676168793	15,0365939528004	65,67
14	20,8003935470412	15,9556086727703	76,014
15	20,8195226520557	15,4887498742644	86,989
16	20,8539112044279	15,0365939528004	105,35
17	20,8413676168793	15,1081427285308	101,78
18	20,5334830950287	16,0365939528004	73,418
19	20,6899260708471	15,5284717033346	88,676
20	20,8288240293308	15,0365939528004	106,08
21	20,8413676168793	14,9650451770699	103,47
22	20,8411168893423	15,0387042382385	105,47
23	20,8413425441256	15,0368049813442	105,54

к тому, что программа пошла не по тому пути: $Q^{(23)}(x) > Q^{(13)}(x)$.

При выборе начальных значений переменных $x^{(0)} = [24, 80]^T$ расчет был завершен за 45 итераций. Минимальное значение целевой функции получилось равным 1,3237, при этом значения переменных стали следующими: $x_1 = 26$ мм, $x_2 = 51,0828919667407$ мм на последней, сорок пятой итерации.

Минимум целевой функции при введенных ограничениях также не был найден. Целевая функция постоянно убывала, остановка программы произошла при исчерпании лимита значений x_1 . Это говорит об отсутствии такого минимума на заданном интервале изменения управляющей переменной x_1 . Другими словами, при столь жестких ограничениях на ширину плоскостной антенны ($L_{\max} = 52$ мм), треугольной антенны, работающей с трехкратным перекрытием в полосе

1,2 – 3,6 ГГц, не существует.

При расширении границ поиска, т. е. при $94 \leq x_1 \leq 120$ мм, минимум целевой функции $Q(x) = 0$ был найден. Он оказался при значениях переменных $x_1 = 108,668276454618$ мм, $x_2 = 96,1521759913678$ мм. Программа завершилась за 15 итераций. График зависимости целевой функции от количества итераций представлен на рис. 3 а.

Высота треугольной антенны h оказалась приблизительно равной 96 мм, а ширина $L = 217$ мм, что более чем в четыре раза больше первоначально заданной (52 мм). График КСВ треугольного излучателя представлен на рис. 3 б.

Таким образом, конструкционный синтез излучателей фазированных антенных решеток включает в себя следующие этапы:

- 1) формализацию исходных данных;
- 2) выбор метода анализа математической

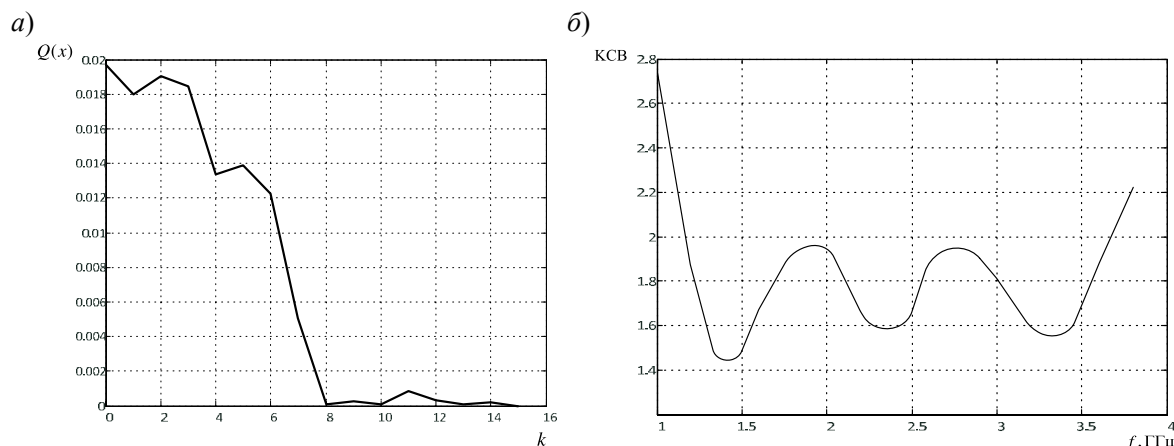


Рис. 3. Результат работы алгоритма конструктивного синтеза треугольной антенны с использованием квазинытоновского метода:
 а – зависимость целевой функции $Q(x)$ от количества итераций k ; б – график КСВ треугольной антенны в диапазоне 1,2 – 3,6 ГГц, относительно 50 Ом

модели, уточнение ограничений на габариты, исходя из физических соображений (установка границ системы, подлежащей конструкционному синтезу);

3) построение математической модели, назначение управляемых переменных;

4) выбор метода оптимизации, позволяющего работать с данным типом целевой функции;

5) назначение характеристического критерия;

6) назначение условия остановки алгоритма.

Угол при точке питания полученной модели составил величину, приблизительно равную 92° , что подтверждает теорию самодополнительных структур, уточняя ее для излучателей конечных размеров. Таким образом, с помощью конструкционного синтеза найдена форма излучателя,

оптимально подходящая для заявленной полосы рабочих частот при установленных ограничениях. Данный факт доказывает работоспособность метода.

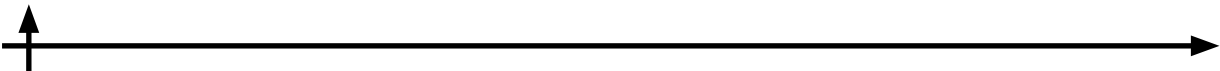
Чтобы получить плоскостной элемент антенной системы меньших размеров, следует несколько изменить исходные данные. Необходим пересмотр границ системы, подлежащей конструкционному синтезу, и количества управляемых переменных (путем разбиения тела вибратора на простые составные части). Характеристический критерий при этом можно оставить прежним. В силу сложности формы оптимизируемой структуры, как вариант, целесообразно применение методов случайного поиска, например, эволюционного метода, основанного на генетическом алгоритме.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Бахрах, Л.Д. Синтез излучающих систем (теория и методы расчета) [Текст] / Л.Д. Бахрах, С.Д. Кременецкий. – М.: Сов. радио, 1974. – 232 с.
2. Бородулин, Р.Ю. Моделирование возбуждающего зазора для расчета несимметричных антенн методом конечных элементов [Текст] / Р.Ю. Бородулин, А.Е. Львов, А.И. Беляцкий // Матер. 34 военно-науч. конф. – Тверь: 2 ЦНИИ МО, 2008.
3. Антенны УКВ [Текст] / Под ред. Г.З. Айзенберга. – М.: Связь, 1977.
4. Щелкунов, С. Антенны (теория и практика) [Текст] / С. Щелкунов, Г. Фриис; Под ред. Л.Д. Бахраха. – М.: Сов. радио, 1955.
5. Бородулин, Р.Ю. Исследование плоскостных несимметричных антенн различной формы методом конечных элементов [Текст] / Р.Ю. Бородулин, А.Е. Львов // Науч.-техн. сб. трудов 16 ЦНИИИ. – 2008. – № 16.
6. Реклейтис, Г. Оптимизация в технике [Текст] / Г. Реклейтис, А. Рейвиндран, К. Рэгсдел // В 2-х кн. Кн. 1; Пер. с англ. – М.: Мир, 1986.
7. Бородулин, Р.Ю. Конструкционный синтез плоскостных излучателей для кольцевых фазированных антенных решеток: Статья [Текст] / Р.Ю. Бородулин. – ЦНИИ МО РФ от 28.11.09. – Инв. В 7118 СРДР. – Сер. Б. – Вып. № 89.

REFERENCES

1. Bakhrakh L.D., Kremenetskii S.D. Sintez izluchaiushchikh sistem (teoriia i metody rascheta). – Moscow: Sov. radio, 1974. – 232 s. (rus)
2. Borodulin R.Iu., L'vov A.E., Beliatskii A.I. Modelirovanie возбуждающего зазора для расчёта несимметричных антенн методом конечных элементов / Mater. XXXIV voenno-nauchnoi konf. Tver', 2 TsNII MO, 2008. (rus)
3. Antenny UKV; Pod red. Aizenberga G.Z. – Moscow: Sviaz', 1977. (rus)
4. Shchelkunov S., Friis G. Antenny (teoriia i praktika); Pod red. Bakhrakha L.D. – Moscow: Sov. radio, 1955. (rus)
5. Borodulin R.Iu., L'vov A.E. Issledovanie ploskostnykh nesimmetrichnykh antenn razlichnoi formy metodom konechnykh elementov / Nauchno-tekhnicheskii sbornik trudov 16 TsNIII. – 2008. – № 1. (rus)
6. Rekleitis G., Reivindran A., Regsdel K. Optimizatsiia v tekhnike; V 2-kh kn; Kn. 1; Per. s angl. – Moscow: Mir, 1986. (rus)
7. Borodulin R.Iu. Konstruktsionnyi sintez ploskostnykh izluchatelei dlia kol'tsevykh fazirovannykh antenykh reshetok: Stat'ia na deponirovanie TsNII MO RF 28.11.09; inv. V 7118 SRDR; ser. B; vyp. № 89. (rus)



Математическое моделирование: методы, алгоритмы, технологии

УДК 532.5.031

В.П. Житников, Н.И Житникова, С.С. Поречный
Уфа, Россия

ЭКСТРЕМАЛЬНЫЕ СВОЙСТВА ГИДРОДИНАМИЧЕСКИХ ХАРАКТЕРИСТИК ОТРЫВНОГО ОБТЕКАНИЯ ГИБКОЙ ВОЗДУХООПОРНОЙ ОБОЛОЧКИ ВБЛИЗИ ЭКРАНА

V.P. Zhitnikov, N.I. Zhitnikova, S.S. Porechny
Ufa, Russia

EXTREMAL PROPERTIES OF THE HYDRODYNAMIC CHARACTERISTICS OF SEPARATED FLOW ABOUT FLEXIBLE AIR SUPPORTED SHELL NEAR A SCREEN

Рассмотрена задача обтекания идеальной жидкостью воздухоопорной цилиндрической оболочки для исследования характеристик одного из возможных типов гибких ограждений, применяемых в аппаратах на воздушной подушке. Для оценки погрешности и уточнения численных результатов использованы методы фильтрации, что позволило исследовать тонкие эффекты.

ГИДРОУПРУГОСТЬ. ФУНКЦИИ КОМПЛЕКСНОГО ПЕРЕМЕННОГО. МЕТОД ЛЕВИ-ЧИВИТЫ. КОЛЛОКАЦИИ. ФИЛЬТРАЦИЯ ЧИСЛЕННЫХ РЕЗУЛЬТАТОВ.

The problem of ideal fluid flow about air supported cylindrical shell is considered to study the characteristics of possible types of flexible skirt used in hovercrafts. The filtration methods are used to the error estimation and precision increase of numerical results, which allow to investigate slightly noticeable effects.

HYDROELASTICITY. FUNCTIONS OF A COMPLEX VARIABLE. LEVI-CIVITA METHOD. COLLOCATION. NUMERICAL RESULTS FILTRATION.

Задача обтекания идеальной жидкостью воздухоопорной оболочки имеет практическое применение при исследовании течений в аппаратах на воздушной подушке (АВП) с гибкими ограждениями, работающих по камерной схеме.

И.Л. Галиной [1] рассмотрено решение задачи в случае равенства давления внутри оболочки и константы Бернулли потока и без учета геометрии конструкции. В работе [2] проведено численное исследование решений при различных соотношениях давлений и расстояний между оболочкой и экраном. В данной статье с помощью технологии фильтрации численных результатов [3, 4] под-

робно рассматривается поведение характерных параметров при смещении точки отрыва потока относительно положения, соответствующего гладкому отрыву – условию Бриллюэна–Вилла (конечности кривизны струи в точке отрыва).

При исследовании кавитационного обтекания кругового цилиндра [5] было замечено, что зависимости многих параметров имеют локальные экстремумы при выполнении этого условия. Однако в связи с ограничением точности расчетов соображениями «здравого смысла» этот вывод вызывал некоторые сомнения, поскольку количество верных знаков, с которыми определяется

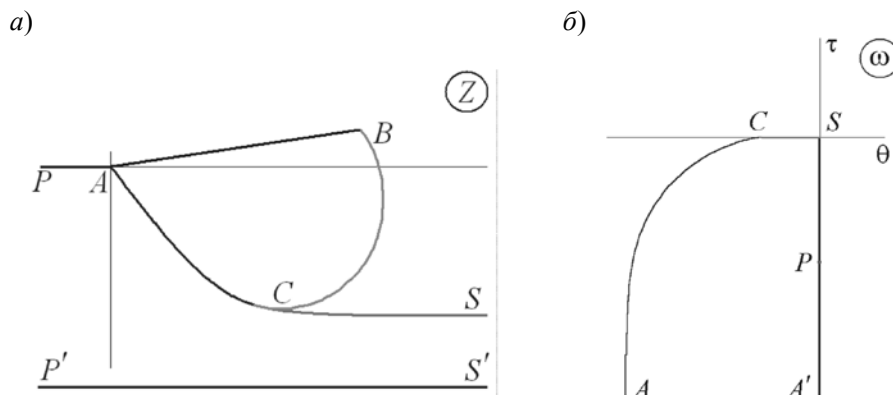


Рис. 1. Схема обтекания воздухоопорной оболочки:
а – физическая плоскость; б – плоскость изменения функции Жуковского

точка экстремума, как правило, в два раза меньше, чем в вычисленном значении исследуемой функции. Кроме того, теоретический интерес имеет проверка справедливости этого вывода в случае обтекания оболочки, форма которой существенно меняется при изменении положения точки отрыва.

Рассмотрим цилиндрическую оболочку, оба конца которой (А и В) закреплены (в задаче описывается один из возможных типов гибких ограждений, применяемых в АВП, – баллонного). Скорость потока на свободной линии тока равна V_0 , скорость на бесконечности слева – V_1 . На линии РА и вдоль экрана $P'S'$ вектор скорости параллелен оси X (рис. 1).

На смоченной части оболочки должно удовлетворяться уравнение Лапласа:

$$T = R(P_6 - P) = \text{const}, \quad (1)$$

где R – радиус кривизны оболочки ($R > 0$, если оболочка выпукла в сторону жидкости); P – давление в потоке; P_6 – давление внутри оболочки; T – натяжение оболочки.

При небольших перепадах давлений, характерных для АВП, воздух можно моделировать идеальной невязкой несжимаемой жидкостью.

Тогда условие (1) с учетом уравнения Бернулли $\rho \frac{V^2}{2} + P = P^*$ целесообразно записать в дифференциальной форме:

$$\frac{d\theta}{ds} = \frac{\rho V_0^2}{2T} \left(\mu - 1 + \left| \frac{V}{V_0} \right|^2 \right), \quad \mu = \frac{P_6 - P_0}{P^* - P_0}, \quad (2)$$

где V – модуль вектора скорости; θ – угол между вектором скорости и осью x ; s – дуговая абсцисса, отсчитываемая от точки А; P_0 , V_0 – давление и модуль скорости на свободной поверхности; P^* – константа Бернулли.

Метод решения задачи

Для решения этой задачи используются методы теории функций комплексного переменного, аналогично [2].

Решение задачи можно проводить на одной четверти единичного круга области изменения параметрического переменного ζ . Отобразим физическую плоскость Z на ζ так, чтобы бесконечно удаленная точка S перешла в точку $\zeta = 0$, а граница, соответствующая оболочке, – в четверть окружности (рис. 2 а).

Тогда комплексный потенциал, областью изменения которого является полоса ширины Q

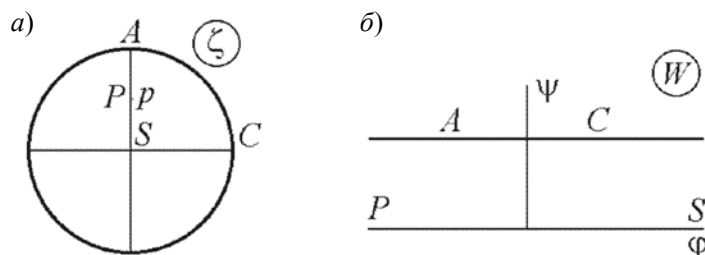


Рис. 2. Формы образов области течения на плоскостях:
а – параметрической; б – комплексного потенциала



(рис. 2 б), и дифференциал дуговой абсциссы на участке границы AC , соответствующем оболочке (при $\zeta = e^{i\sigma}$), равны

$$W = \frac{Q}{\pi} \ln \left[\left(\frac{1}{\zeta} + \zeta \right)^2 + \left(\frac{1}{p} - p \right)^2 \right] + iQ, \quad (3)$$

$$ds = \frac{1}{V} \frac{dW}{d\sigma} d\sigma = -\frac{Q}{\pi V} \frac{8 \cos \sigma \cdot \sin \sigma}{4 \cos^2 \sigma + \left(\frac{1}{p} - p \right)^2} d\sigma. \quad (4)$$

С учетом (4) условие (2) преобразуется:

$$\frac{d\theta}{d\sigma} = -\frac{\lambda}{\pi} \left((\mu - 1) \frac{V_0}{V} + \frac{V}{V_0} \right) \frac{\cos \sigma \cdot \sin \sigma}{\cos^2 \sigma + \frac{1}{4} \left(\frac{1}{p} - p \right)^2}, \quad (5)$$

$$\lambda = \frac{\rho V_0 Q}{T}.$$

Задача решается с помощью функции Жуковского $\omega = i \ln \frac{1}{V_0} \frac{dW}{dZ} = \theta + i\tau$. Так как $dW/dZ = V e^{-i\theta}$, то $\omega = \theta + i\tau$, где $\tau = \ln V/V_0$.

Функция $\omega = \theta + i\tau$ должна удовлетворять следующим граничным условиям (см. рис. 1 б):

$$\begin{aligned} \operatorname{Re} \omega &= 0 \text{ на } AP \text{ и } PS; \\ \operatorname{Im} \omega &= 0 \text{ на } CS; \end{aligned} \quad (6)$$

уравнению (5) на AC .

Для выбора вида функции $\omega(\zeta)$ установим поведение функции $\theta(\sigma)$ вблизи критической точки $\sigma = \pi/2$. Поскольку вблизи угловой точки A $W - W_A \sim (\zeta - i)^2$, $z - z_A \sim (W - W_A)^{(1-\beta/2)}$, ($\beta = -2\theta_A/\pi$), то скорость

$$V = \left| \frac{dW}{dz} \right| = \left| \frac{dz}{dW} \right|^{-1} \sim |W - W_A|^{\beta/2} \sim |\zeta - i|^\beta,$$

$$\text{то есть } V = V_0 \gamma |\sigma - \pi/2|^\beta,$$

где γ – некоторая постоянная. Тогда из (5) следует

$$\frac{d\theta}{d\sigma} \approx -\lambda \left(\frac{\mu - 1}{\gamma} \left(\frac{\pi}{2} - \sigma \right)^{1-\beta} + \gamma \left(\frac{\pi}{2} - \sigma \right)^{1+\beta} \right),$$

$$\sigma \rightarrow \frac{\pi}{2} - 0.$$

После интегрирования и замены разности $\pi/2 - \sigma$ на эквивалентную бесконечно малую величину $\cos \sigma$ имеем

$$\theta \sim \theta_A + \lambda \left(\frac{\mu - 1}{(2 - \beta)\gamma} \cos^{2-\beta} \sigma + \frac{\gamma}{2 + \beta} \cos^{2+\beta} \sigma \right). \quad (7)$$

Согласно методу Леви–Чивиты, функцию $\omega = \theta + i\tau$ представим в виде суммы

$$\omega = \omega_0 + \omega_1 + \omega_2. \quad (8)$$

В соответствии с условиями (6) функция $\omega(\zeta)$ является нечетной.

Функция $\omega_0(\zeta)$ должна иметь нужные скачки угла θ (в точках излома границ). В качестве такой функции используем функцию Жуковского для отрывного обтекания прямолинейной пластины AC , отклоненной на угол θ_A от оси X ,

$$\omega_0 = \beta i \ln \frac{1 + i\zeta}{1 - i\zeta}. \quad (9)$$

Функция $\omega_1(\zeta)$ представляет собой степенной ряд и служит для удовлетворения граничному условию (5):

$$\omega_1 = \sum_{m=0}^{\infty} c_{2m+1} \zeta^{2m+1}. \quad (10)$$

Функция $\omega_2(\zeta)$, которая отсутствует в обычном методе Леви–Чивиты, введена для того, чтобы учесть главную часть особенности производной $d\theta/d\sigma$ вблизи точки $\sigma = \pi/2$. В соответствии с (7)

$$\omega_2 = B_1 \lambda \zeta \left(\frac{\zeta^2 + 1}{2} \right)^{2-\beta}. \quad (11)$$

При $\zeta = e^{i\sigma}$

$$\begin{aligned} \theta(\sigma) &= \theta_A + \sum_{m=0}^{\infty} c_{2m+1} \cos(2m+1)\sigma + \\ &+ B_1 \cos(3-\beta)\sigma \cos^{2-\beta} \sigma, \end{aligned} \quad (12)$$

$$\begin{aligned} \tau(\sigma) &= \beta \ln \frac{\cos \sigma}{1 + \sin \sigma} + \sum_{m=0}^{\infty} c_{2m+1} \sin(2m+1)\sigma + \\ &+ B_1 \sin(3-\beta)\sigma \cos^{2-\beta} \sigma, \end{aligned} \quad (13)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\theta}{d\sigma} &= -\sum_{m=0}^{\infty} (2m+1) c_{2m+1} \sin(2m+1)\sigma - \\ &-(3-\beta) B_1 \sin(3-\beta)\sigma \cos^{2-\beta} \sigma - \\ &-(2-\beta) B_1 \cos(3-\beta)\sigma \cos^{1-\beta} \sigma \sin \sigma, \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} \frac{d\tau}{d\sigma} &= \beta \left(-\frac{\sin \sigma}{\cos \sigma} - \frac{\cos \sigma}{1 + \sin \sigma} \right) + \\ &+ \sum_{m=0}^{\infty} (2m+1) c_{2m+1} \cos(2m+1)\sigma + \\ &+ B_1 (3-\beta) \cos(3-\beta)\sigma \cos^{2-\beta} \sigma - \\ &- B_1 \sin(3-\beta)\sigma \cos^{1-\beta} \sigma \sin \sigma. \end{aligned} \quad (15)$$

Коэффициент B_1 определяется из условия (5) при $\sigma \rightarrow \pi/2$

$$B_1 = -\frac{4\lambda}{\pi} \cdot \frac{\mu - 1}{(2 - \beta)\gamma \sin(\pi\beta/2) \left(\frac{1}{p} - p\right)^2}, \quad (16)$$

$$\gamma = \lim_{\sigma \rightarrow \pi/2} \left(\frac{V}{V_0} \cos^{-\beta} \sigma \right) = 2^{-\beta} \exp \left[\sum_{m=1}^{\infty} (-1)^m c_{2m+1} \right].$$

Условие (5) в точке отрыва C ($\sigma \rightarrow 0$) с учетом (13) и (14) приводит к равенству

$$\sum_{m=0}^{\infty} (2m+1)^2 c_{2m+1} + (((2-\beta) + 3-\beta)^2) B_1 - \frac{\lambda\mu}{\pi} \frac{4p^2}{(1+p^2)^2} = 0. \quad (17)$$

Из определения функции Жуковского найдем дифференциал

$$\begin{aligned} dZ &= \frac{1}{V_0} e^{i\omega} \frac{dW}{d\zeta} d\zeta = \\ &= \frac{Q}{\pi V_0} e^{i\omega(\zeta)} \frac{2 \left(\zeta + \frac{1}{\zeta} \right) \left(\zeta - \frac{1}{\zeta} \right)}{\left(\frac{1}{\zeta} + \zeta \right)^2 + \left(\frac{1}{p} - p \right)^2} d\zeta. \end{aligned} \quad (18)$$

Согласно (2) участок оболочки CB представляет собой дугу окружности радиуса $R_0 = \frac{2T}{\rho V_0^2 \mu} = \frac{2}{\lambda \mu} \frac{Q}{V_0}$. Обозначим через α центральный угол дуги CB , через θ_A , θ_B и θ_C – углы наклона касательной в точках A , B и C оболочки. Тогда длина L всей оболочки ACB будет равна

$$L = \frac{Q}{V_0} \left(\int_{AC} |dz| + \frac{2\alpha}{\lambda\mu} \right), \quad dZ = \frac{Q}{V_0} dz. \quad (19)$$

Координаты точки B равны

$$\begin{aligned} X_B &= \frac{Q}{V_0} x_B = \\ &= \frac{Q}{V_0} \left[\int_{AC} \operatorname{Re} dz + \frac{2\alpha}{\lambda\mu} (\sin(\theta_C + \alpha) - \sin \theta_C) \right], \end{aligned} \quad (20)$$

$$\begin{aligned} Y_B &= \frac{Q}{V_0} y_B = \\ &= \frac{Q}{V_0} \left[\int_{AC} \operatorname{Im} dz - \frac{2\alpha}{\lambda\mu} (\cos(\theta_C + \alpha) - \cos \theta_C) \right]. \end{aligned} \quad (21)$$

Расстояние l между точками закрепления A и B

$$l = \frac{Q}{V_0} \sqrt{x_B^2 + y_B^2}. \quad (22)$$

Из (19)–(22) найдем безразмерные отношения, определяющие конфигурацию оболочки и потока:

$$\frac{Q}{V_0 l} = Q^* = \frac{1}{\sqrt{x_B^2 + y_B^2}}, \quad (23)$$

$$\frac{L}{l} = \frac{\int_{AC} |dz| + \frac{2\alpha}{\lambda\mu}}{\sqrt{x_B^2 + y_B^2}}, \quad (24)$$

$$\frac{Y_B}{X_B} = \frac{y_B}{x_B} = \frac{\int_{AC} \operatorname{Im} dz - \frac{2\alpha}{\lambda\mu} (\cos(\theta_C + \alpha) - \cos \theta_C)}{\int_{AC} \operatorname{Re} dz + \frac{2\alpha}{\lambda\mu} (\sin(\theta_C + \alpha) - \sin \theta_C)}. \quad (25)$$

Кроме того, необходимо определить положение точки отрыва струи от гладкого контура. Если рассматривается течение с выполнением условия конечности кривизны свободной поверхности, то (см. рис. 1 б)

$$\frac{d\tau}{d\sigma}(0) = -\beta + \sum_{m=0}^{\infty} (2m+1) c_{2m+1} + B_1(3-\beta) = 0. \quad (26)$$

Численный алгоритм и оценка погрешности

Задача решалась в безразмерном виде: параметры l и V_0 полагались равными единице. Заданными являлись параметры μ , Q^* , y_B/x_B и L/l . Для возвращения к размерным величинам линейные величины умножались на реальный размер l , а скорости – на V_0 .

Численно задача решалась методом коллокаций с сохранением первых n членов в сумме (10). Уравнение (5) удовлетворялось в отдельных точках дуги AC ($\sigma_m = m\pi/(2n)$, $m = 1, n-1$). Для выполнения условия (2) в точках $\sigma_0 = 0$ и $\sigma_n = \pi/2$ использовались равенства (16) и (17). В точке отрыва либо удовлетворялось условие (26), чему соответствует длина смоченной части оболочки $L_C = L_0$, либо величина L_C задавалась.

Получаемая при этом система $n + 5$ нелинейных уравнений (совместно с равенствами (23)–(25)) относительно параметров λ , θ_A , α , p , B_1 , c_{2m} ($m = 1, n$) решалась методом Ньютона с регулированием шага путем минимизации суммы квадратов невязок по всем уравнениям. Координаты точек границы и внутренних точек потока определялись численным интегрированием (18).

При решении исследовано поведение безразмерных параметров:

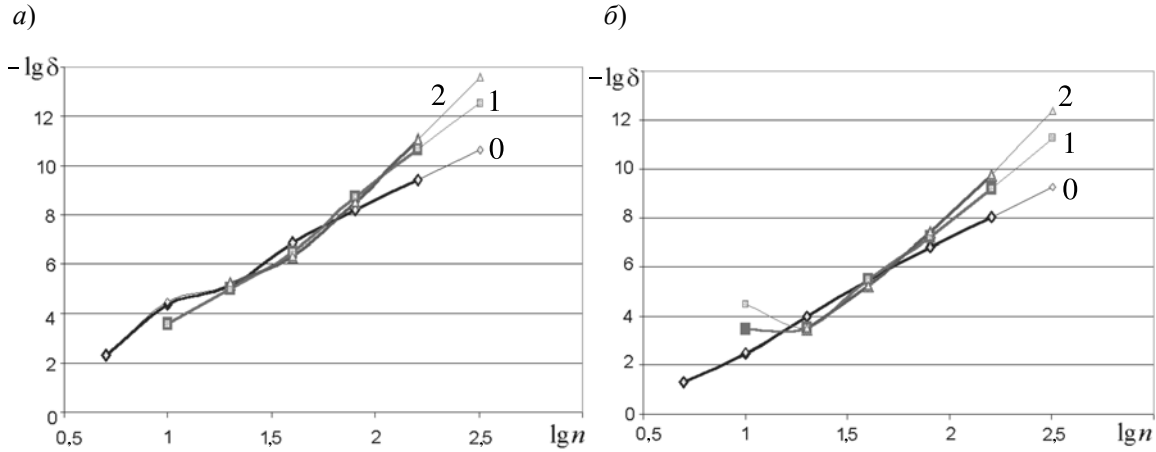


Рис. 3. Оценка погрешности параметров:
а – C_x ; б – θ_c для $Q^* = 0,25$, $\mu = 1$

натяжения $T^* = \frac{4T}{\rho V_0^2 l \mu} = \frac{2R_0}{l}$;
 высоты оболочечной конструкции

$$H^* = \frac{H}{l} = \begin{cases} -\min_{0 \leq \sigma \leq \pi/2} Y(\sigma)/l, & \theta_c \leq 0; \\ R_0(1 - \cos \theta_B)/(V_0 l), & \theta_c \leq 0; \end{cases}$$

 коэффициентов давления

$$C_x = \frac{2}{\rho V_0^2 l} \operatorname{Re} \int_{AC} (P(Z) - P_0) dZ = Q^* \left(\frac{V_\infty}{V_0} + \frac{V_0}{V_\infty} - 2 \right),$$

$$C_y = \frac{2}{\rho V_0^2 l} \operatorname{Im} \int_{AC} (P(Z) - P_0) dZ =$$

$$= \frac{\mu R_0}{l} (\sin \theta_A - \sin \theta_B) + \mu.$$

Для оценки погрешности использовалась

численная фильтрация результатов расчетов [3, 4], полученных при различных числах точек коллокаций n . Результаты фильтрации изображены на рис. 3 и 4, где по оси абсцисс отложены десятичные логарифмы числа точек коллокаций n , по оси ординат – десятичные логарифмы оценок относительной погрешности искомого параметра $\delta = |\Delta u/u|$. Цифрой 0 обозначены вычисленные результаты, цифрами 1, 2, ... – результаты первой, второй и т. д. фильтрации. Толстыми линиями изображены результаты попарного вычитания, тонкими – сравнения с эталоном [3]. Эти результаты показывают, что для приведенных вариантов рассматриваемые величины определяются с относительной погрешностью около 10^{-12} .

Вычисленные значения для $Q^* = 0,25$, $\mu = 1$:

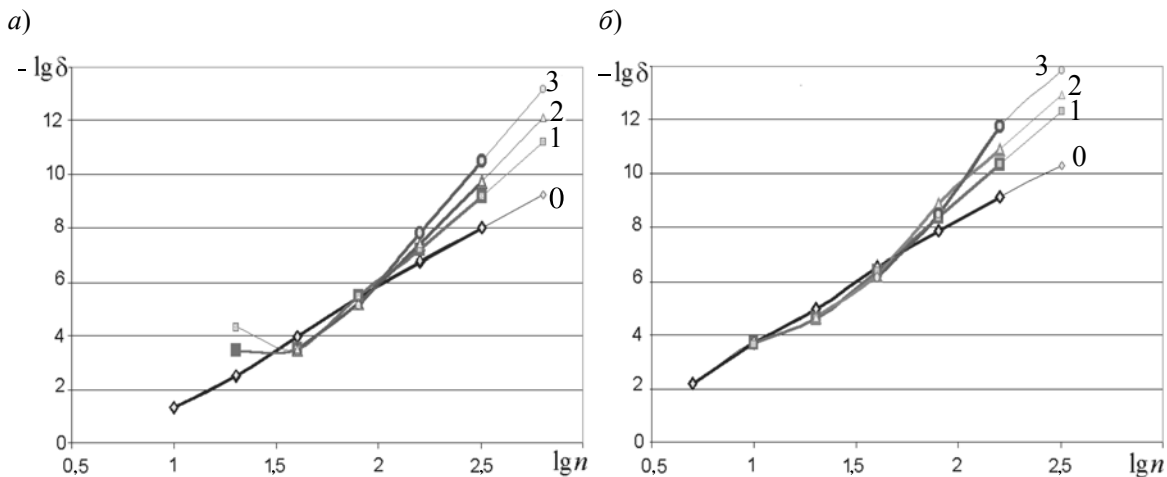


Рис. 4. Оценка погрешности параметров:
а – T^* ; б – H^* для $Q^* = 0,25$, $\mu = 1$

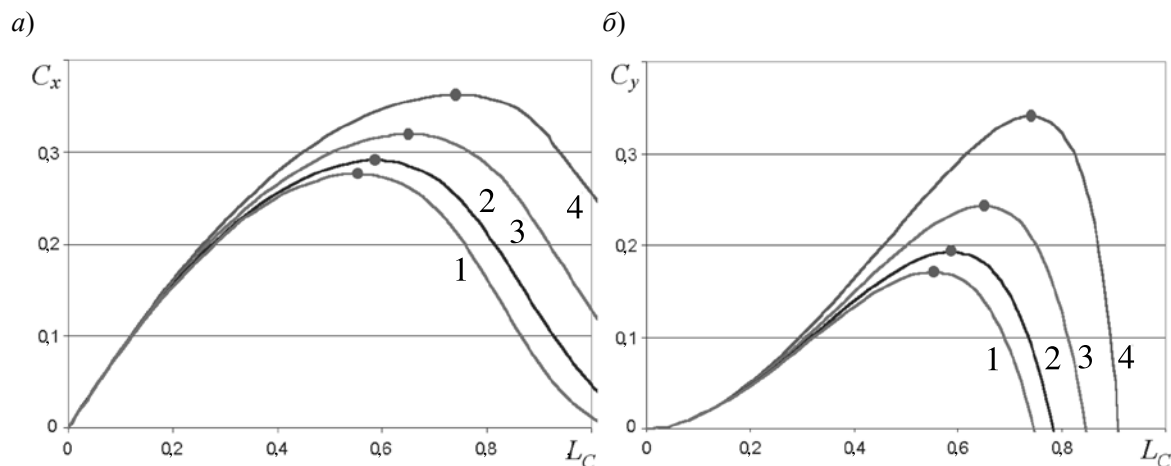


Рис. 5. Зависимости параметров от L_C :
 $a - C_x$; $b - C_y$

$C_x = 0,362480482093$; $\theta_C = -0,269255816692$;
 $T^* = 0,762491093132$; $H^* = 0,506892686481$.

Численные результаты

На рис. 5, 6 приведены графики зависимостей исследуемых параметров для $y_C = 0$; $L/l = \pi/2$; $\mu = 1$ от длины смоченной поверхности $L_0(Q^*)$ при $Q^* = 2; 1; 0,5; 0,25$ (кривые 1–4). Положение точки отрыва, соответствующее выполнению условия (26) ($L_C = L_0$), отмечено на графиках жирной точкой. Видно, что при $L_C = L_0$ зависимости, предположительно, имеют локальные экстремумы.

Следует отметить, что, основываясь на данных графиках, это предположение можно сделать весьма приближенно, поскольку точность передачи графической информации обычно ограничивается двумя знаками (0,01) от диапазона ис-

следования. При этом если в точке экстремума зависимости имеют вид $f(x) \approx y_0 + k(x - x_0)^2$, то при определении y_0 с точностью 0,01, значение x_0 определяется примерно до 0,1. Поэтому для проверки и обоснования предположения об экстремуме в конкретной точке нужна более высокая точность и другая форма графического представления.

В соответствии со сделанными выше оценками, погрешность исследуемых параметров после фильтрации не превышает 10^{-12} . Согласно этому, выберем шаг по параметру θ_C равным 10^{-6} и рассмотрим разности $\Delta u = u - u_0$ в зависимости от $\Delta \theta_C = \theta_C - \theta_{C0}$, где u_0 , θ_{C0} – значения параметра u и θ_C при выполнении (26).

Эти зависимости иллюстрируются на рис. 7, 8. При этом одна масштабная единица по оси абсцисс

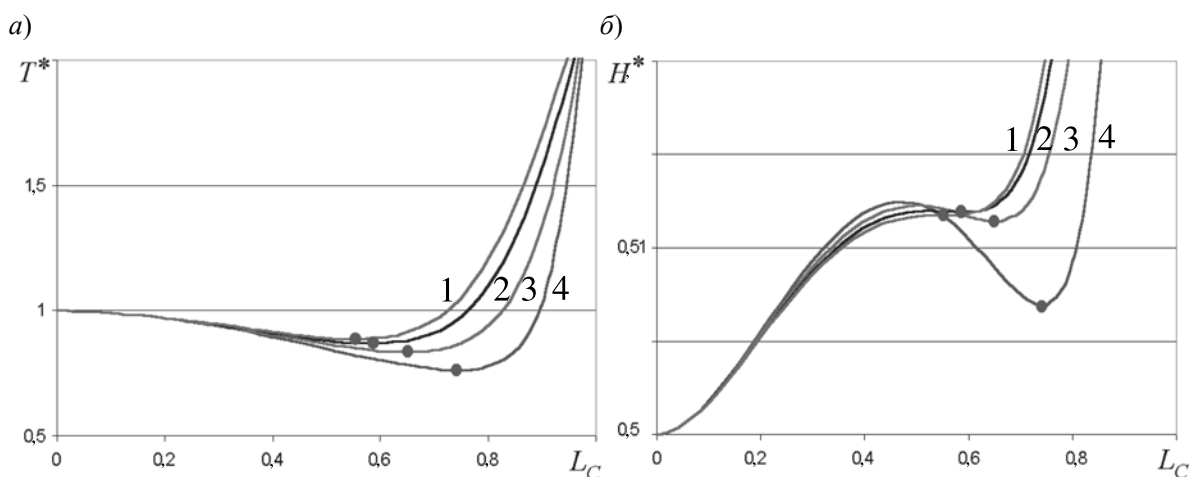


Рис. 6. Зависимости параметров от L_C :
 $a - T^*$; $b - H^*$

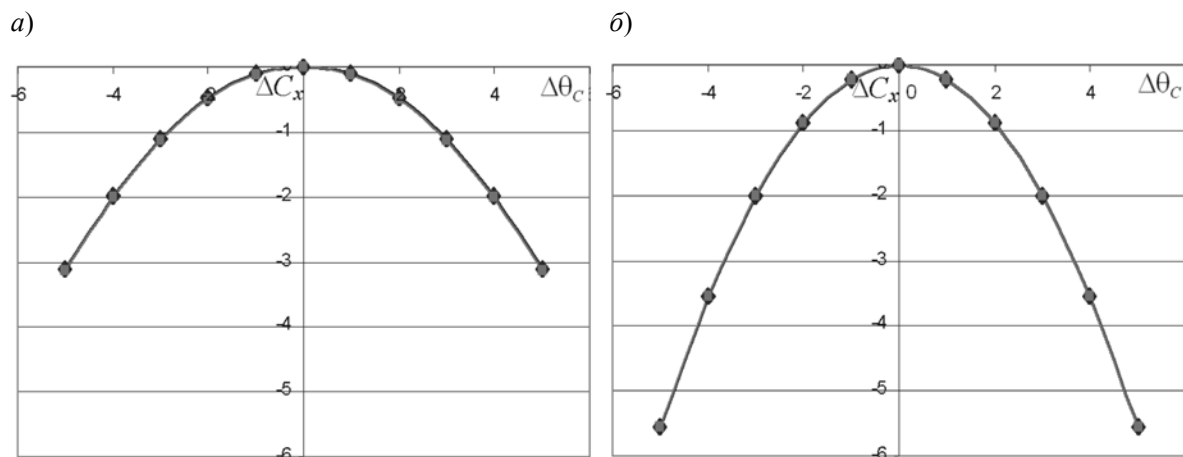


Рис. 7. Зависимости приращения параметра C_x :
а – для $Q^* = 0,25$, $\mu = 1$; б – для $Q^* = 0,5$, $\mu = 2$

равна 10^{-6} , по оси ординат – 10^{-12} . На точечные графики зависимостей нанесен график функции $f(x) \approx kx^2$ с подобранными коэффициентами k . Как показывают графики, положение экстремума с высокой точностью совпадает с θ_{c0} .

Таким образом, в данной статье с помощью видоизмененного метода Леви–Чивиты проведено численное решение задачи об отрывном обтекании оболочки вблизи экрана.

Исследование показало, что зависимости многих параметров от положения точки отрыва имеют локальные экстремумы при выполнении условия гладкого отрыва. Применение технологии фильтрации численных результатов позволило установить этот факт с высокой точностью.

Кроме того, исследование показало, что при выполнении условия гладкого отрыва свободной поверхности, рассчитанные зависимости, характеризующие распределение скорости и давления на смоченной части оболочки, являются монотонными, т. е. выполняется первое условие Бриллюэна. Это условие нарушается при сдвиге точки отрыва ниже по потоку. При сдвиге точки отрыва выше по потоку нарушается второе условие Бриллюэна, т. к. свободная поверхность пересекает границу, соответствующую оболочке. Тем самым, как и при кавитационном обтекании гладких жестких контуров, при обтекании мягкой оболочки существует только одно решение, удовлетворяющее обоим условиям Бриллюэна одновременно, – это решение с гладким отрывом свободной поверхности.

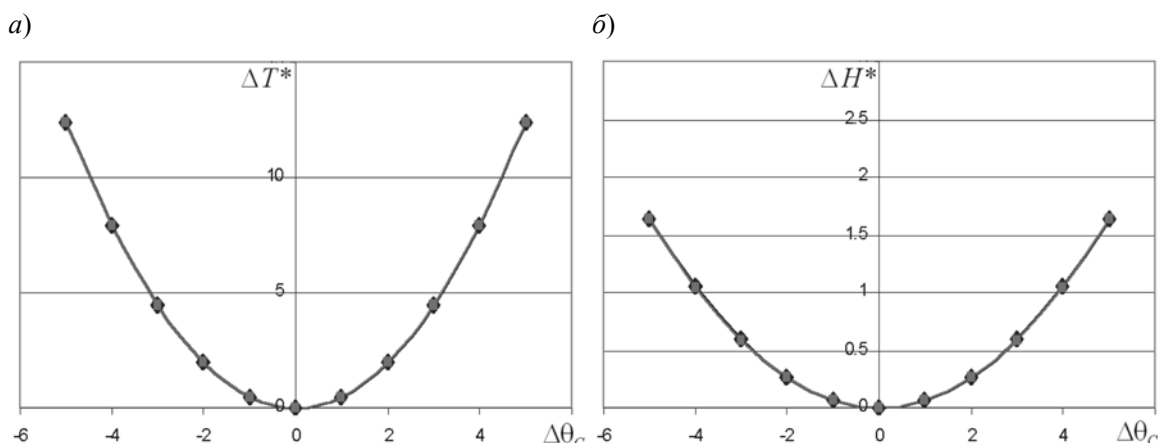


Рис. 8. Зависимости приращения параметров:
а – T^* ; б – H^* для $Q^* = 0,25$, $\mu = 1$

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Галина, И.Л. Истечение струи из канала с гибким ограждением [Текст] / И.Л. Галина // Прикл. матем. и мех. –1979. –Т. 43. –№ 1. –С. 91–98.

2. Terentiev, A.G. Stationary Two-dimensional Inviscid Flow with Flexible Boundaries Including the Effect of Surface Tension [Text] / A.G. Terentiev, V.P. Zhitnikov // J. Eng. Math. –2006. –Vol. 55. –№ 1–4. –Spec. Iss. A taste of engineering mathematics from present-day Russia. –P. 111–126.

3. Житников, В.П. Об одном подходе к практической оценке погрешностей численных результатов

[Текст] / В.П. Житников, Н.М. Шерыхалина, С.С. Поречный // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. –2009. –№ 3 (80). –С. 105–110.

4. Житников, В.П. Многокомпонентный анализ численных результатов [Текст] / В.П. Житников, Н.М. Шерыхалина. –Saarbrücken, Germany: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2012. –389 с.

5. Гуревич, М.И. Теория струй идеальной жидкости [Текст] / М.И. Гуревич. –М.: Наука, 1979. –536 с.

REFERENCES

1. Galina I.L. Istechenie strui iz kanala s gibkim ogra-zhdeniem / Prikl. matem. i mekh. –1979. –T.43. –№ 1. –S. 91–98. (rus)

2. Terentiev A.G., Zhitnikov V.P. Stationary Two-dimensional Inviscid Flow with Flexible Boundaries Including the Effect of Surface Tension / J. Eng. Math. –2006. –Vol. 55. –№ 1–4. –Special Iss. A taste of engineering mathematics from present-day Russia. –S. 111–126. (rus)

3. Zhitnikov V.P., Sherykhalina N.M., Porechnyi S.S.

Ob odnom podkhode k prakticheskoi otsenke pogreshnostei chislennykh rezul'tatov / Nauchno-tekhicheskie vedomosti SPbGPU. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie. –2009. –№ 3 (80). –S. 105–110. (rus)

4. Zhitnikov V.P., Sherykhalina N.M. Mnogokomponentnyi analiz chislennykh rezul'tatov. – Saarbrücken, Germany: LAP LAMBERT Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2012. –389 s.

5. Gurevich M.I. Teoriia strui ideal'noi zhidkosti. –Moscow: Nauka, 1979. –536 s. (rus)

УДК 004.043

С.В. Иванов
Санкт-Петербург, Россия

АЛГОРИТМЫ КОРРЕКТНОЙ ИНТЕРПРЕТАЦИИ ИНФОРМАЦИОННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СЛОЖНОГО ПРОЦЕССА

S.V. Ivanov
St.-Petersburg, Russia

ALGORITHMS FOR CORRECT INTERPRETATION OF INFORMATION CHARACTERISTICS COMPLEX PROCESS

Описано использование алгоритмов корректной интерпретации информационных характеристик применительно к сложному процессу в виде заданного смоделированного сигнала. Произведены необходимые расчеты погрешности на примере разработанной программной модели в виде интерпретатора.

АЛГОРИТМ. КОРРЕКТНЫЙ. НЕКОРРЕКТНЫЙ. ИНТЕРПРЕТАЦИЯ. СЛОЖНЫЙ ПРОЦЕСС. ПРЕОБРАЗОВАНИЕ ФУРЬЕ. ИНФОРМАЦИОННЫЕ ХАРАКТЕРИСТИКИ.

In this article describes applications of algorithms in correct interpretation of the information characteristics for the complex process in the form of set simulated signal. On the example of the developed program model in the form of a interpreter was made the necessary calculations of error.

ALGORITHM. CORRECT. INCORRECT INTERPRETATION. FOURIER TRANSFORM. COMPLEX PROCESS. INFORMATION CHARACTERISTICS.

В результате активного развития компьютерных технологий в мире происходит рост использования разнородной информации. Появляется необходимость в ее корректной обработке и измерении, а также интерпретации информационных характеристик. В условиях острой конкуренции между учеными и технологами в создании оптимального аппарата для обработки разнородной информации становится крайне сложно осуществлять разработку новых методов преобразования информации, которые нередко бывают очень громоздкими и нестандартными.

С развитием компьютерных технологий необходимы методы компактных и стандартных обработок информации, позволяющие измерять и идентифицировать разнородную информацию на стадии обработки сложного информационного процесса.

С точки зрения измерения информации большой вклад в этой области исследований сделал Р. Хартли (1928), выведя формулу, позднее усовершенствованную К. Шенноном (1948). Методы К. Шеннона в теории инфор-

мации разобраны, и модифицированы для различных отраслей и узких специализаций науки Г.Н. Поваровым (1957, 1959), Н. Винером (1958), Р.Л. Добрушиным (1959), А.А. Харкевичем (1960), Р.М. Фано (1965), А.Н. Колмогоровым (1965, 1991), А.М. Яглом и И.М. Яглом (1973), В.В. Лидовским (2003). На основе этих методов до сих пор создаются различные алгоритмы, программное обеспечение и технические установки J.J. Ashley (1993), P-N. Chen & F. Alajaji (1999), А.А. Шукой (2002), В.В. Золотарёвым (2005), T.S. Schneider (2006), K.A.S. Immink (2007), С.Б. Мулловым (2010).

Современные исследования в области теории информации и радиотехники показали актуальность применения преобразования Фурье для определения информационных характеристик сигнала в виде разнородного сложного процесса N. Morrison (1994), J.F. James (1995), A. Terras (1999), R. Bracewell (1999), И.П. Гуров (2000), G. Bachman (2000), D.N. Rockmore (2000), E. Prestini (2004), T.W. Körner (2004, 2008), D.W. Kammler (2007), S. Wang (2008), R. Scholte

(2008, 2009). В настоящее время эта проблема стала актуальнее, т. к. появилась необходимость корректной интерпретации полученных информационных характеристик разнородных сложных процессов.

Прямое и обратное преобразование Фурье и постановка корректной и некорректной задачи

С ростом компьютерного прогресса становится все более актуальным использование алгоритмов, предназначенных для субъективных целей преобразования и интерпретации информации различных отраслей науки. В докторской диссертации R. Scholte «Fourier Based High-resolution Near-Field Sound Imaging» (2008) рассмотрено прямое и обратное двумерное преобразование Фурье и получен патент с приоритетом от 24 апреля 2008 г. R. Scholte в своих исследованиях рассматривает прямое и обратное преобразование Фурье, а также осуществляет некорректное решение задачи для обработки информации звукового сообщения [1, 2]. В большинстве математических задач основным связующим звеном является такой факт, что по исходным данным u ищется решение z . При этом считается, что u и z связаны функциональной зависимостью $z = R(u)$. Такая задача является корректной (или корректно поставленной) при условии выполнения следующих требований (требования корректности): 1) задача имеет решение при любых допустимых исходных данных (существование решения); 2) каждым исходным данным u соответствует только одно решение (однозначность задачи); 3) решение задачи является устойчивым, т. е. решение задачи непрерывно и зависит от данных задачи). Если эти требования не выполняются, то задача является некорректной. Сама основа преобразования Фурье все же является стандартным вычислением. Рассмотрим основные аспекты вычисления преобразования Фурье, используемые в алгоритмах.

Суть разработки заключается в определении величины каждой гармоники (в т. ч. и амплитуды), а затем вероятностной составляющей в ней по необходимости. Это позволит судить о возможных периодах в исследованном сложном процессе после генерации искомого сложного процесса или получения его путем измерения. Если получен сложный процесс $u(t)$, удовлетворяющий перечисленным условиям, а также произведено преоб-

разование Фурье, то после этого осуществляется идея удаления гармоник, в которых заключается необходимая информация. Затем производится обратное преобразование Фурье. Если полученная форма сложного процесса удовлетворяет задуманной форме, а нужная частота или помеха исчезла, то эффект достигнут. После этого берется начальный сложный процесс в виде файла. Затем производится быстрое преобразование Фурье и получаются гармоники. Составляется массив из нулей и единиц, где неинформационные гармоники равны нулю, а номер элемента, где находится искомая гармоника, равен единице. После этого два массива перемножаются. В результате получается исходный период. В процессе решения задачи естественно используется поэтапное определение информационной гармоники в соответствии с изложенными выше операциями.

Организация выявления несущей частоты идет преобразованием Фурье с использованием решения некорректных и корректных задач. Это позволит обрабатывать периодические сигналы не только без шума, но и с шумом. С помощью решения некорректных и корректных задач появляется возможность использования обратного и прямого преобразования Фурье над массивом физических характеристик в виде сложного процесса. Под сложным процессом понимается любой периодический сигнал с шумом или без шума, которому можно придать информационный смысл. С помощью использования теории корректных и некорректных задач появляется возможность удаления одной или нескольких гармоник для выявления скрытых периодичностей. Это действие используется для фильтрации зашумленных сигналов. Поэтому описанные ниже алгоритмы по своей структуре напоминают фильтр. Само удаление гармоники производится перемножением массива, созданного в соответствии с необходимостью удаления гармоник. Исходный массив гармоник U_k представляет матрицу $(u_1, u_2, u_3, \dots, u_k)$, а исходный сигнал описывается массивом $S_k(s_1, s_2, s_3, \dots, s_k)$. Результат будет

$$AL_k = S_k U_k, \quad (1)$$

где AL_k – окончательный массив, предназначенный для обратной обработки оператором Фурье A^{-1} . На основе этого сочетания посредством нескольких действий можно выбрать нужную гипотезу определяемой гармоники с исследуемой несущей частотой [3].



Особенность определения несущей частоты заключается в создании массива $[k]$ из единиц, а затем массива $[zz]$, состоящего из гармоник, после преобразования Фурье над сложным процессом $u(t)$. Затем подсчитываем номер или номера гармоник, в которых находится нужная информация. После этого создаем массив $[d]$, равный по длине одиночных отсчетов массиву $u(t)$. В массиве $[d]$ убираем неинформационные номера гармоник посредством обнуления. Выполнив это действие, убираем неинформационные гармоники, оставляя только информационные. Это позволяет говорить о процессе с точки зрения решения некорректных задач. Затем производим обратное преобразование Фурье с полученным массивом данных.

**Описание полезной модели
для определения несущей частоты
с использованием обратной задачи**

Полезная модель относится к системам приема и обработки электрических сигналов и может использоваться при восстановлении искаженных электрических сигналов в системотехнике, радиотехнике, информационной технике и других областях, связанных с приемом и передачей информационных данных. Полезная модель называется «Устройство для определения несущей частоты искаженного электрического сигнала» [3] (рис. 1).

Известно устройство для определения несущей частоты искаженного электрического сигнала для его восстановления. Устройство содержит источник сигнала, из которого сигнал поступает в блок кодирования сигнала, а затем – в передатчик и далее – в линию связи; приемное устройство, сигнал с которого через ограничитель поступает на дешифратор и блок выдачи цифровой информации. Блок кодирования сигнала выполнен в виде сумматора по модулю два, связанного с запоминающим устройством, в котором размещена копия сигнала, а дешифратор содержит блок вычисления взаимной корреляционной функции сигнала и копии, а также пороговое устройство, связанное с блоком вычисления взаимной корреляционной функции и блоком выдачи цифровой информации, при этом блок вычисления взаимной корреляционной функции по каналу знака связан с блоком выдачи цифровой информации и включает сумматор по модулю два, осуществляющий операцию поразрядного сравнения сигнала и копии [6]. Известно также устройство

для определения несущей частоты искаженного электрического сигнала, которое для повышения точности цифровой корректировки квадратур принимаемых сигналов содержит более одного каналов приема, каждый из которых состоит из аналогового сумматора и когерентного приемника с цифровым выходом, первый цифровой сумматор, второй цифровой сумматор, формирователь опорного сигнала и кварцевый генератор [7]. Данные технические решения являются сложными в отношении конструкции и эксплуатации.

Наиболее близкое к заявляемому – устройство для определения несущей частоты искаженного электрического сигнала, содержащее регулируемый генератор эталонной частоты, корреляционный анализатор принимаемого сигнала. При этом первый вход корреляционного анализатора подключен к источнику принимаемого электрического сигнала, второй вход корреляционного анализатора подключен к генератору эталонной частоты, информационный выход корреляционного анализатора подключен к входу блока обработки результатов и информации, а управляющий выход корреляционного анализатора связан с управляющим входом регулируемого генератора эталонной частоты, причем корреляционный анализатор выполнен с возможностью определения корреляционного отношения принимаемого и эталонного сигналов [8].

Прототипное устройство также является сложным, поскольку в нем присутствует цепь формирования сигнала сравнения эталонной частоты. Кроме того, его решающие блоки выполнены из аналоговых элементов, что затрудняет возможность использования известного устройства в цифровых информационно-аналитических системах. Технической задачей предлагаемой полезной модели является расширение арсенала используемых средств для упрощения конструкции и возможности использования устройства в составе цифровой вычислительной техники. Решение указанной технической задачи состоит в том, что в устройстве для определения несущей частоты искаженного электрического сигнала, содержащем корреляционный анализатор принимаемого сигнала, подключенный к блоку обработки результатов и информации, корреляционный анализатор принимаемого сигнала включает последовательно соединенные преобразователь Фурье, корреляционный фильтр и обратный преобразователь Фурье (рис. 1).

Причинно-следственная связь внесенных изменений с достигнутым техническим результатом заключается в том, что при переносе вычислений в частотную область, осуществляемом с помощью прямого и обратного преобразователей Фурье, отпадает необходимость в наличии цепи сравнения с эталонными сигналами разной частоты.

В СПбГЭТУ «ЛЭТИ» реализована более обобщенная полезная модель такого же процесса на примере зашумленного электрического сигнала [3]. В программном интерпретаторе PC Matlab составлена программа, интерпретировавшая обработку сложного информационного процесса:

```
fs = 1024; количество точек отсчета
t = (1:1024)/fs;
s1 = sin(2*pi*t*2) + 1;
s2 = sin(2*pi*t*10) + 1;
s3 = sin(2*pi*t*30) + 1;
r = rand(t) – случайный шум
s = s1+s2+s3+r;
z = fft(s); – прямое преобразование Фурье
zz = z'; выстраивание в ряд массива
diary zeros.m
k = ones(1024,1) – создание массива с 1
kk = k*d;
```

На этом этапе вычислений возможно использовать различные корреляционные фильтры. Уместно использовать, например, $\Phi(x)$ – функцию Хевисайда, которая возвращает нуль при $x < 0$ и единицу в ином случае. Но в данном случае для получения корректного фильтра используем предложенный в полезной модели способ. Дальше в массиве d оставляем единицей третью гармонику и 1023-ю, где находится информация о фильтрованном сигнале в массиве d . Остальные элементы равны нулю. Получаем массив kk . В данном случае в этой гармонике находится информация о синусоиде $s1$:

```
kkk = zz.*kk;
l = ifft(kkk); – обратное преобразование Фурье
b = flipx(l); – поворот синусоиды относительно x.
plot(t, s1, t, b).
```

В алгоритме $s = s1+s2+s3+r$ сделана генерация полигармонического процесса и случайного шума. Этот процесс можно усложнить в зависимости от необходимости (добавить различный шум и другие $\sin$ или $\cos$). Для определения нужной гармоники используется теория игр и статистических решений. В результате получается вре-

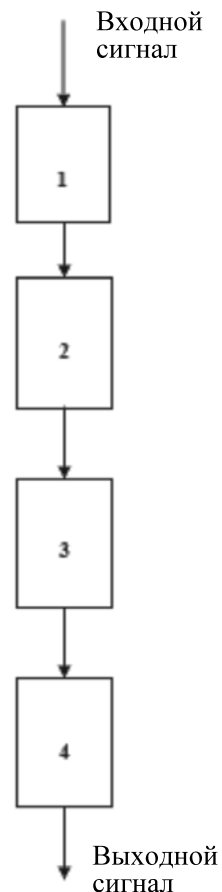


Рис. 2. Схема устройства:

1 – преобразователь Фурье (осуществляет разложение сигнала в ряд Фурье); 2 – корреляционный фильтр (осуществляет выделение информационных характеристик на необходимой частоте или частотах); 3 – обратный преобразователь Фурье (осуществляет обратное преобразование Фурье выделенных информационных характеристик); 4 – блок обработки результатов и информации (придает информационный смысл информационным характеристикам, если это необходимо)

менная функция обработанного предлагаемым устройством исходного сигнала, освобожденного от помехи. Период равняется 40 мкс, что соответствует $f = 25$ КГц.

Как описывалось ранее, важной частью прямого и обратного преобразования Фурье, а также решения корректных и некорректных задач являются алгоритмы интерпретации необходимого нам n -мерного массива данных, где $n = 1, 2, 3, \dots, 64$. В данном случае 64 связано с возможностями используемого программного обеспечения Visual Basic или C. Поэтому 64 не является пределом. Важно суметь применить разработанный

Сравнение основных тезисов патентов

Этапы преобразования Фурье по полезной модели «Устройство для определения несущей частоты искаженного электрического сигнала»	Этапы преобразования Фурье по R. Scholte «Fourier Based High-resolution Near-Field Sound Imaging» (2008)
Сигнал преобразователь Фурье 1 (осуществляет разложение сигнала в ряд Фурье) Корреляционный фильтр 2 (осуществляет выделение информационных характеристик на необходимой частоте или частотах) Обратный преобразователь 3 Фурье (осуществляет обратное преобразование Фурье выделенных информационных характеристик) и блок 4 обработки результатов и информации (при необходимости придает информационный смысл информационным характеристикам)	Данные звуковой информации давления в пространственной (x, y, z) и волновой области (ω – wavenumber domain) на расстоянии z_h (голограмма-hologram или расстояние измерения) заносятся в гранично-пространственное окно заполнения и нулевого-заполнения (border-pandering spatial window & zero-padding). После этого данные подвергаются прямому двумерному быстрому преобразованию Фурье (2DFFT). Далее умножаются обратным распространителем, который зависит от желаемого расстояния реконструкции z и z_h и FFT 2D. Также волновые доменные (wavenumber domain) данные в k-пространстве (k-space) обрабатываются вначале функцией обратным пропагатором (inverse propagator) или решаются обратные проблемы (solution to the inverse problem), а затем проходят низкочастотный фильтр и подвергаются порядку или регуляризации (low-pass filter, regularization), чтобы предохраниться от образования шума после обратного процесса двумерного быстрого обратного преобразования Фурье (2D IFFT)

алгоритм при субъективном толковании различных процессов. Корректность работы алгоритма будет зависеть от корректной работы программы и от достоверности полученных результатов.

Зададим n -мерный массив, в котором n – количество столбцов, а m – количество строк:

$$M(m_k, n_k), \text{ где } n = 1, 2, 3, \dots, v; m = 1, 2, \dots, l, \quad (2)$$

где $v = 64$ и $l = 64$ или больше в зависимости от возможностей программного обеспечения; k – элементы массива, могут принимать любые значения.

В первом столбце находится необходимая информация об исследуемом объекте, а во втором столбце – полученный ожидаемый экспериментальный результат. В столбце экспериментального результата содержатся нули и единицы. В книге «Матричные вычисления и математические алгоритмы» говорится о массиве только с нулями и единицами, который называется *матрицей перестановок*.

$$\begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 \end{pmatrix} \quad (3)$$

В этих матрицах в каждой строке и в каждом столбце имеется только одна единица. Например, умножение матрицы слева и справа на матрицу перестановок имеет результатом перестановку строк или столбцов исходной матрицы [9]. Такие матрицы применяются в формулах для указания перестановок строк и столбцов и редко используются в вычислениях. Подсчитаем возможную погрешность сигнала для проведенных данных вычислений. Для этого смоделируем сложный процесс из восьми синусоид и случайного шума. Зададим длину моделируемого сигнала сложного процесса в единичных отсчетах:

$$N=1024, \text{ при } i=0..N-1 \text{ и } t_i=i/(N-1). \quad (4)$$

Затем задаем восемь различных синусоид и шум:

$$x1_i := 1 + \sin(4\pi t_i); x2_i := 1 + \sin(10\pi t_i); x3_i := 1 + \sin(30\pi t_i); x4_i := 1 + \sin(100\pi t_i);$$

$$x5_i := 1 + \sin(200\pi t_i); x6_i := 1 + \sin(300\pi t_i); x7_i := 1 + \sin(400\pi t_i); x8_i := 1 + \sin(500\pi t_i); r_i := \text{rnd}(t_i + 2).$$

Сложный процесс z_i :

$$z_i := x1_i + x2_i + x3_i + x4_i + x5_i + x6_i + x7_i + x8_i + r_i. \quad (5)$$

Осуществим теоретические вычисления смоделированного сложного процесса посредством численного суммирования рядов Фурье, когда коэффициенты известны приближенно в метрике l_2 .

Пусть $f_1(t) = \sum_{n=0}^{\infty} a_n \sin nt$. Если вместо a_n брать коэффициенты $c_n = a_n + \varepsilon/n$ для $n \geq 1$ и $c_0 = a_0$, получим ряд $f_2(t) = \sum_{n=0}^{\infty} c_n \sin nt$. Коэффициенты этих рядов отличаются (в метрике l_2) на величину

$$\varepsilon_1 = \left\{ \sum_{n=0}^{\infty} (c_n - a_n)^2 \right\}^{1/2} = \varepsilon \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{n^2} \right\}^{1/2} = \varepsilon \sqrt{\frac{\pi^2}{6}}, \quad (6)$$

которую выбором числа ε можно сделать сколь угодно малой. В случае

$$\varepsilon_1 = \left\{ \sum_{n=0}^{1024} (c_n - a_n)^2 \right\}^{1/2} = \varepsilon \left\{ \sum_{n=1}^{1024} \frac{1}{n^2} \right\}^{1/2} = \varepsilon \times 1,644; \quad (7)$$

$$\varepsilon_1 = \left\{ \sum_{n=0}^{512} (c_n - a_n)^2 \right\}^{1/2} = \varepsilon \left\{ \sum_{n=1}^{512} \frac{1}{n^2} \right\}^{1/2} = \varepsilon \times 1,282. \quad (8)$$

Вместе с этим разность

$$f_2(t) - f_1(t) = \varepsilon \sum_{t=1}^{512} \sum_{n=1}^{512} \frac{1}{n} \sin nt = \varepsilon \times 4,765; \quad (9)$$

$$f_2(t) - f_1(t) = \varepsilon \sum_{t=1}^{1024} \sum_{n=1}^{1024} \frac{1}{n} \sin nt = \varepsilon \times 0,029 \quad (10)$$

может быть сколь угодно большой при $n \rightarrow \infty$ (при $t = 0$ последний ряд расходится). Поэтому если уклонение суммы ряда брать в метрике C , суммирование ряда Фурье не является устойчивым. Если уклонение функций $f(t)$ из F оценивать в метрике L_2 , то задача суммирования рядов Фурье с приближенно заданными (в метрике l_2) коэффициентами будет корректно поставленной на такой паре метрических пространств (F, U) .

В самом деле, по теореме Парсеваля имеем

$$\left\{ \int_0^{\pi} [f_1(t) - f_2(t)]^2 dt \right\}^{1/2} = \left\{ \sum_{n=1}^{\infty} \frac{\pi}{2} (c_n - a_n)^2 \right\}^{1/2} = \varepsilon_1 \sqrt{\frac{\pi}{2}}. \quad (11)$$

Для разности двух функций в двумерном слу-

чае решается задача Коши для уравнения Лапласа на примере Адамара, состоящая в нахождении решения уравнения $\Delta u(x, y) = 0$ по начальным данным, т. е. в нахождении решения, удовлетворяющего условиям

$$u(x, 0) = f(x), \quad \frac{du}{dy} \Big|_{y=0} = \varphi(x), \quad -\infty < x < \infty, \quad (12)$$

где $f(x)$ и $\varphi(x)$ – заданные функции.

Если предположить $f_1(x) \equiv 0$, $\varphi_1(x) = (1/a) \sin ax$, то решением задачи Коши будет функция

$$u_1(x, y) = (1/a^2) \sin(ax) \operatorname{sh} ay, \quad a > 0. \quad (13)$$

Если положить $f_2(x) = \varphi_2(x) \equiv 0$, то решением такой задачи Коши будет функция $u_2(x, y) \equiv 0$.

Если уклонения начальных данных и решений оценивать в метрике C , то имеем

$$\rho_c(f_1, f_2) = \sup_x |f_1(x) - f_2(x)| = 0, \quad (14)$$

$$\rho_c(\varphi_1, \varphi_2) = \sup_x |\varphi_1(x) - \varphi_2(x)| = 1/a. \quad (15)$$

Последняя величина при достаточно больших значениях a может быть сделана сколь угодно малой. Однако уклонение решений

$$\rho_c(u_1, u_2) = \sup_x |u_1(x, y) - u_2(x, y)| = \sup_x \left| \frac{1}{a^2} \sin(ax) \operatorname{sh} ay \right| = \frac{1}{a^2} \operatorname{sh} ay \quad (16)$$

при любом фиксированном $y > 0$ может быть произвольно большим при достаточно больших значениях числа a . Из этого следует, что задача свойством устойчивости не обладает и является некорректно поставленной [10].

Осуществим прямое преобразование Фурье для нахождения коэффициентов c_N , где $c := \operatorname{fft}(z)$ (рис. 2).

Определим количество точек отсчета после преобразования Фурье:

$$N := \text{last}(c), \text{ где } N = 512.$$

Зададим j :

$$J := 0..N$$

$p = \operatorname{ifft}(c)$ – обратное преобразование Фурье.

Определим и зададим количество отсчетов $N2$ в полученном сигнале:

$$N2 := \text{last}(p); \quad k := 0..N2, \text{ где } N2 := 1,023 \times 10^3.$$

Модуль $\max(p - z) = 1,654 \times 10^{-11}$ – максимальное различие сигналов $\varepsilon = 1,006 \times 10^{-11}$.

Модуль $\min(p - z) = 3,553 \times 10^{-15}$ – минимальное различие сигналов. В этом случае $\varepsilon_1 = 3,553 \times 10^{-15} = \varepsilon \times 1,644$. Следовательно, $\varepsilon = 2,161 \times 10^{-15}$.

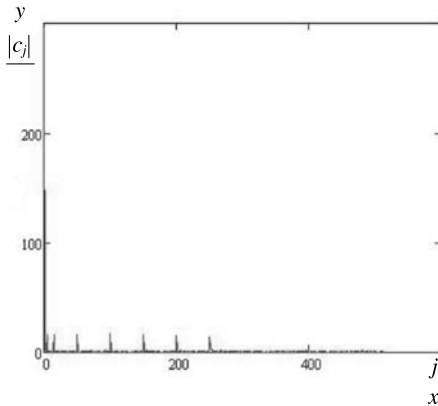


Рис. 2. Прямое преобразование Фурье

Структурно-логическая основа реализации алгоритма интерпретатора

Для интерпретации результата произведем перемножение двух столбцов. Это действие поможет убрать ненужную информацию об объекте. Затем осуществим суммирование полученного одномерного массива. Естественно, это зависит от субъективности процесса и может иметь не двумерное, а n -мерное пространство. Для осуществления интерпретации необходимо иметь два n -мерных массива. Один массив получен экспериментально или задан в соответствии с необходимой последовательностью эвристически или интеллектуально. Второй массив также получается экспериментально или задается с какой-то последовательностью эвристически или интеллектуально, но имеет только нули и единицы. Заддим второй массив $U(o_k, z_k)$, где $o = 1, 2, \dots, d$ и $z = 1, 2, 3, \dots, w$. В этом случае $d = 64$ и $w = 64$ или больше в зависимости от возможностей программного обеспечения, k – являются элементами массива и могут принимать значения нуль или единица в любой последовательности. Количество элементов k в обоих массивах должно быть одинаково:

$$C(h_k, f_k) = M(m_k, n_k) \times U(o_k, z_k). \quad (17)$$

Формулы (17) достаточно для получения информационного смысла после интерпретации необходимых элементов. В случае, если информационный смысл несет весь ряд, то для обозначения каждого ряда какому-то единственному значению необходимо провести суммирование. Суммируем все элементы массива $C(h_k, f_k)$ по рядам. Можно разделить этот массив в соответствии с рядами на одномерные. После этого осуществлять суммирование каждого одномерного массива, если это необходимо. Пример:

$$\begin{aligned} i &= 1, h \\ j &= 1, f \\ S &= S + C(i, j). \end{aligned} \quad (18)$$

Формула (18) осуществляет суммирование в цикле, где S – исходный результат, полученный после интерпретации. Этому результату придается уже субъективный смысл исследуемого процесса посредством интерпретации. Рассматриваемая структура алгоритмов применяется в зависимости от субъективности изучаемого процесса, что следует учитывать для составления программ на основе этих алгоритмов. Перечисленные выше алгоритмы реализованы в двух патентах [3, 5].

Представленные алгоритмы позволяют компактно получать необходимую несущую частоту из зашумленного сигнала. Таким образом, использование предлагаемого устройства по сравнению с прототипом позволяет расширить арсенал используемых средств: реализовать устройство на элементах цифровой техники, что имеет следствием унификацию и миниатюризацию соответствующих комплексных технических решений, поскольку все решающие блоки могут быть выполнены на одном кристалле. Кроме того, достигнуто упрощение конструкции в связи с изъятием цепи генерации эталонного сигнала, т. к. исчезает необходимость сравнения с принимаемым. Произведенные вычисления показали высокую точность полученного сигнала несущей частоты из сложного процесса в виде зашумленного сигнала.

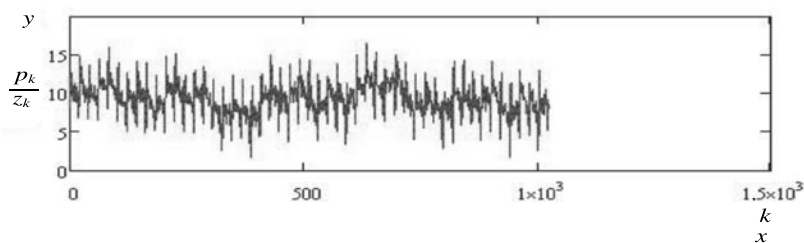


Рис. 3. Сравнение двух сигналов на входе (z_k) и выходе (p_k)

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Scholte, R.** Fourier based high-resolution near-field sound imaging. PHD thesis [Text] / R. Scholte. – Eindhoven university of technology department of mechanical engineering, 2008. – 139 p.
2. **Scholte, R.** Acoustic Holography [Text] / R. Scholte, I. Lopez, N.B. Roozen [et al.] // Patent EP 08155162.4, WO/2009/130243 25.04.2008.
3. **Иванов, С.В.** Устройство для определения несущей частоты искаженного электрического сигнала [Текст] / С.В. Иванов // Патент № 78615 РФ. Зарег. 27.11.2008. Оpubл. 27.11.2008. Бюл. № 33.
4. **Körner, T.W.** Fourier analysis [Text] / T.W. Körner. – 8. – UK Cambridge University, 2004. – 576 p.
5. **Иванов, С.В.** Способ исследования типа личности и устройство для его осуществления [Текст] / С.В. Иванов, Б.И. Фейгельман // Патент № 2355293 РФ, (51) МПК А61В 5/00, А61В 5/16; заявитель и патентообладатель Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет. – № 2007125486/14. Заявл. 05.07.2007. Оpubл. 20.05.2009. Бюл. № 14.
6. **Колик, А.А.** Способ передачи и приема цифровой информации, устройство передачи и приема цифровой информации [Текст] / А.А. Колик, С.В. Симakov, С.А. Бондарев, А.Н. Николаев, В.И. Кобылянский // Патент № 2109401 РФ, (51) МПК6 H04B 1/62, 1/69; заявитель и патентообладатель ТОО «Сервис-А». – № 95108557/09. Заявл. 07.06.1995. Оpubл. 20.04.1998.
7. **Дашкевич, В.А.** Устройство первичной обработки когерентной РЛС (радиолокационных станций) [Текст] / В.А. Дашкевич, Ю.И. Компаниец, Н.Е. Михайлова, Е.И. Ильин, В.Г. Чистякова, П.Г. Артюх // Патент № 2208237 РФ, (51) МПК7 G01S 13/14, H04B 1/62, G01S 7/288; заявитель и патентообладатель ФГУП Государственный рязанский приборный завод – дочернее предприятие Федерального государственного унитарного предприятия «Российская самолетостроительная корпорация «МИГ». – № 2002121279. Заявл. 13.08.2002. Оpubл. 10.07.2003.
8. **Sim, J.** High frequency equalizer using a demultiplexing technique and related semiconductor device [Text] / J. Sim [et al.] // Patent № 698310 US, H03H 7/30. Samsung Ko Electronics, Ltd. № 09/542,042. Field. 31.03.2000. Iss. 03.01.2006.
9. **Райс, Дж.** Матричные вычисления и математические алгоритмы [Текст] / Дж. Райс; Пер. с англ. – М.: Мир, 1984. – 264 с.
10. **Тихонов, А.Н.** Методы решения некорректных задач [Текст] / А.Н. Тихонов, В.Я. Арсенин. – М.: Наука, 1974. – С. 20–21.

REFERENCES

1. Scholte R. Fourier Based High-resolution Near-Field Sound Imaging. PHD thesis. Eindhoven University of Technology Department of Mechanical Engineering, 2008. – P. 139.
2. Scholte R., Lopez I., Roozen N.B., Nijmeijer H. Acoustic Holography. Patent EP 08155162.4, WO/2009/130243 25.04.2008.
3. Ivanov S.V. Ustroistvo dlia opredeleniia nesushchei chastoty iskazhennogo elektricheskogo signala / Patent № 78615 Rossiiskaia Federatsiia; zaiavka № 2008105863/22 15.02.2008; zareg. 27.11.2008; opubl. 27.11.2008 Biul. № 33. (rus)
4. Körner T.W. Fourier analysis; 8 printing. – UK Cambridge University, 2004 – P. 576.
5. Ivanov S.V., Feigel'man B.I. Sposob issledovaniia tipa lichnosti i ustroistvo dlia ego osushchestvleniia / Patent № 2355293 Rossiiskaia Federatsiia, (51) MPK A61B 5/00, A61B 5/16; zaiavitel' i patentoobladatel' Sankt-Peterburgskii Gosudarstvennyi Elektrotekhnicheskii Universitet. – № 2007125486/14; zaiavl. 05.07.2007; opubl. 20.05.2009 Biul. № 14. (rus)
6. Kolik A.A., Simakov S.V., Bondarev S.A., Nikolaev A.N., Kobylanski V.I. Sposob peredachi i priema tsifrovoi informatsii, ustroistvo peredachi i priema tsifrovoi informatsii / Patent № 2109401 Rossiiskaia Federatsiia, (51) MPK6 H04B 1/62, 1/69; zaiavitel' i patentoobladatel' tovarishchestvo s ogranichennoi otvetstvennost'iu – Firma «Servis-A». – № 95108557/09; zaiavl. 07.06.1995; opubl. 20.04.1998 Biul. (rus)
7. Dashkevich V.A., Kompaniets Iu.I., Mikhailova N.E., Il'in E.I., Chistiakova V.G., Artiukh P.G. Ustroistvo pervichnoi obrabotki kogerentnoi RLS (radiolokatsionnykh stantsii) / Patent № 2208237 Rossiiskaia Federatsiia, (51) MPK7 G01S 13/14, H04B 1/62, G01S 7/288; zaiavitel' i patentoobladatel' Federal'noe gosudarstvennoe unitarnoe predpriatie Gosudarstvennyi Riazanskii priborny zavod – Dochernee predpriatie Federal'nogo gosudarstvennogo unitarnogo predpriatiia «Rossiiskaia samoletostroitel'naia korporatsiia «MIG». – № 2002121279; zaiavl. 13.08.2002; opubl. 10.07.2003 Biul. (rus)
8. Sim J. et al; Samsung Ko Electronics, Ltd. High frequency equalizer using a demultiplexing technique and related semiconductor device / Patent № 698310 US, H03H 7/30. № 09/542,042 field. 31.03.2000; issue 03.01.2006.
9. Rais Dzh. Matrichnye vychisleniia i matematicheskie algoritmy; Per. s angl. – Moscow: Mir, 1984. – S. 264. (rus)
10. Tikhonov A.N., Arsenin V.Ia. Metody resheniia nekorrektnykh zadach. – Moscow: Nauka, 1974. – S. 20–21. (rus)



УДК 519.711.3

В.И. Антонов, А.И. Загайнов, Ву ван Куанг
Санкт-Петербург, Россия

АВТОМАТИЗИРОВАННОЕ ПРОГРАММНОЕ ОБЕСПЕЧЕНИЕ ДЛЯ ЧИСЛЕННЫХ МУЛЬТИФРАКТАЛЬНЫХ ИССЛЕДОВАНИЙ

V.I. Antonov, A.I. Zagaynov, Vu van Quang
St.-Petersburg, Russia

FROM THE BASIS OF NUMERICAL MULTIFRACTAL RESEARCH TO CREATE AUTOMATED SOFTWARE

Рассмотрен альтернативный метод численного мультифрактального анализа нелинейных временных рядов биомедицинского происхождения. Приведены результаты исследований variability сердечного ритма при различной патологии. Предложена модификация метода и создание на ее основе специализированного программного обеспечения.

МЕТОД МОДУЛЕЙ МАКСИМУМОВ ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЯ. ЧИСЛЕННЫЕ МУЛЬТИФРАКТАЛЬНЫЕ ИССЛЕДОВАНИЯ. ВАРИАБЕЛЬНОСТЬ СЕРДЕЧНОГО РИТМА.

This article describes an alternative method for the numerical multifractal analysis of nonlinear time series biomedical origin, the results of studies for heart rate variability in different pathology. A modification of the method and, based on it, the creation of specialized software are created.

WAVELET TRANSFORM MODULUS MAXIMA. NUMERICAL MULTIFRACTAL RESEARCH. HEART RATE VARIABILITY.

Усиливающаяся тенденция изучения временных рядов биомедицинского происхождения нелинейными методами исследований все больше направлена в сторону изучения фрактальных а также мультифрактальных свойств соответствующего ряду аттрактора. Однако сложность рассматриваемых отображений в силу присутствия в них особенностей, например, в виде удаленных от общей области точек аттрактора, в частности, для сердечного ритма, обусловленных различного рода экстрасистолами, не позволяют описывать рассматриваемые процессы одним показателем (показателем скейлинга). В качестве такого показателя обычно выбирается фрактальная размерность, возможной реализацией которой может быть корреляционная размерность.

Пример расходимости корреляционной размерности

В качестве примера рассмотрим аттрактор variability сердечного ритма (BCP), построенный с помощью метода задержки Такенса:

$$\vec{x}(i) = (a(i), a(i + \tau), \dots, a(i + \tau(n - 1))),$$

где $a(i)$ – исходный временной ряд; n – размерность пространства вложения; τ – временная задержка; полученный вектор – координата одной точки на восстановленном аттракторе.

Временная задержка вычисляется с помощью функции средней взаимной информации. Как было указано выше, в силу присутствия преждевременных сердечных сокращений аттрактор BCP имеет особенности, проиллюстрированные для двумерного случая на рис. 1 слева. Область аттрактора, содержащая только нормальные интервалы [4], представлена на том же рисунке справа.

В силу присутствия подобного феномена следует ожидать значительное усложнение обработки временного ряда, в частности, отсутствие сходимости фрактальной размерности при увеличении размерности пространства вложения. Процедура построения корреляционной размерности и понятие ее сходимости изложено нами в [4]. Здесь мы используем известную программную

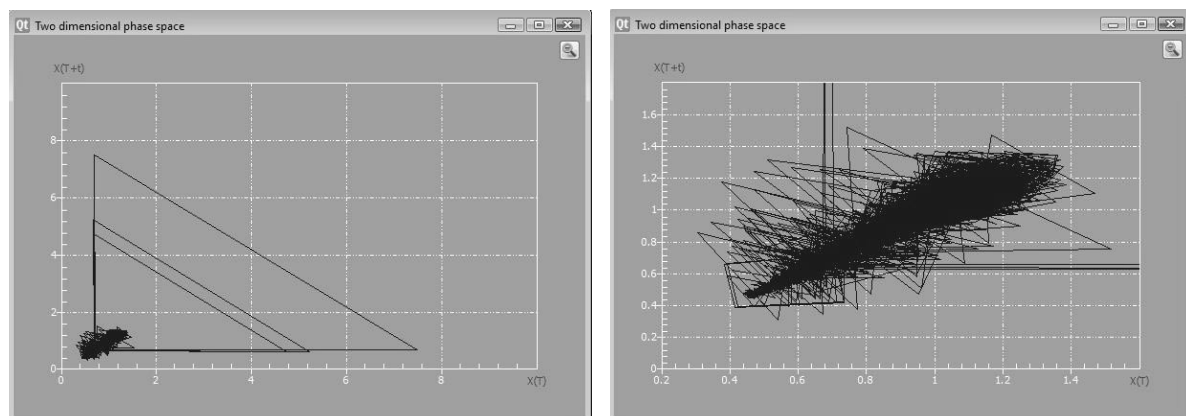


Рис. 1. Двумерный восстановленный аттрактор для здорового кардиоритма (слева); область, содержащая только нормальные интервалы (справа)

реализацию ее вычисления – модуль Fractan 4.4 [9], воспользовавшись функционалом расчета рассматриваемой размерности в зависимости от размерности фазового пространства. На рис. 2 приведены наиболее демонстративные примеры расходимости корреляционной размерности для

разных частот снятия исходного сигнала (100 и 500 Гц). Все графики построены в приложении Gnuplot 4.2.0. В них отчетливо прослеживается несколько закономерностей. Главное, что необходимо отметить, – значение корреляционной размерности «не насыщается» [4, 6]. Несмотря на

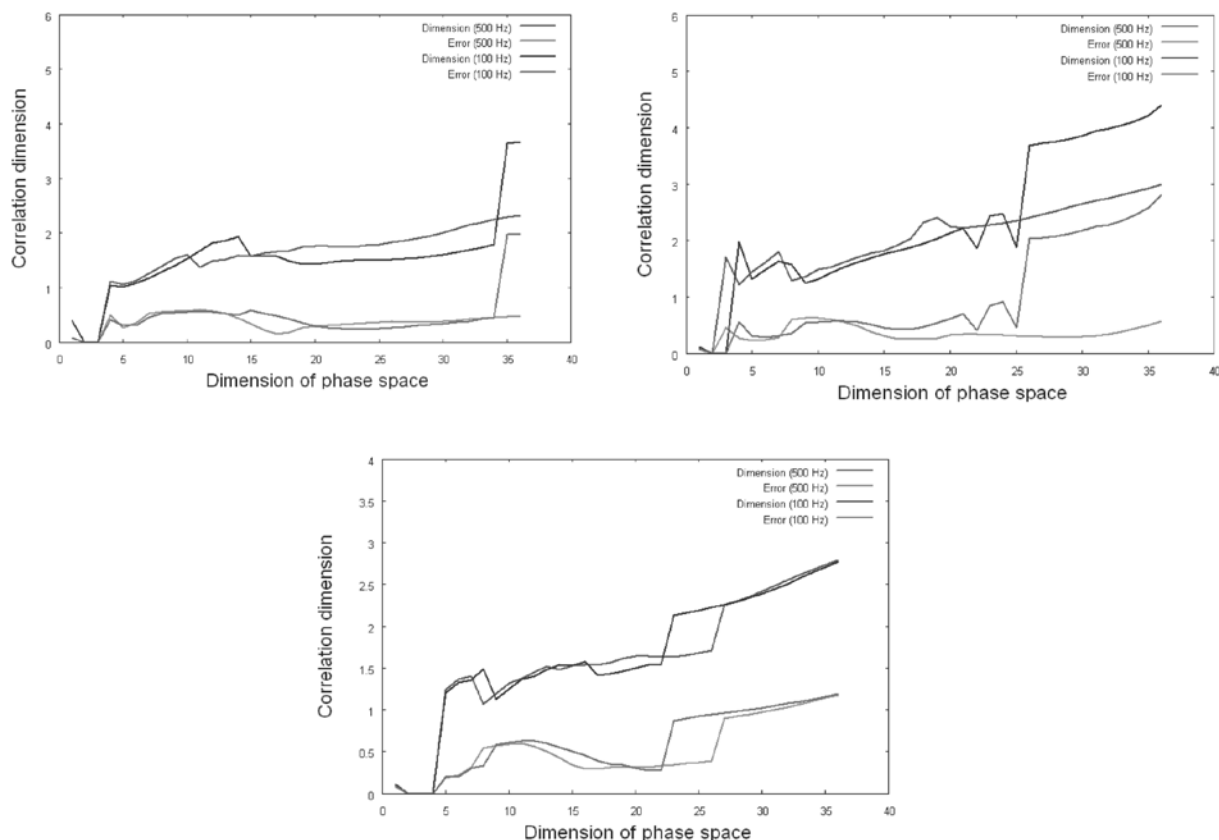


Рис. 2. Примеры зависимостей корреляционной размерности от размерности фазового пространства



это, начиная с некоторого места, кривая корреляционной размерности очень близка к постоянной. В примерах со 100-герцовой записью исходного сигнала (в первом – с размерности 22, во втором – с 25, в третьем – с 33) происходит скачок значений размерности. Подобные явления наблюдаются при обработке рассматриваемой программой любого недетерминированного процесса, например, с белым (гауссовым) шумом. Это, конечно же, связано с накоплением ошибок округления.

Отметим, что погрешность вычисления рассматриваемой величины ведет себя абсолютно также, начиная с того же самого пространства вложения. При этом сами кривые размерностей для записей разной частоты ведут себя практически идентично.

Напомним, что в своих работах мы предлагали несколько решений указанной проблемы, имеющие свои преимущества и недостатки [2–4]. Однако твердой рекомендации для их применения в общем случае мы до сих пор дать не можем. Настоящая публикация посвящена альтернативному подходу в исследовании аттрактора, редко используемому в отечественной научной литературе.

Возможные подходы численного мультифрактального моделирования

В настоящее время стала развиваться более сложная концепция исследования временных рядов ВСР и других сигналов биомедицинского происхождения на основе теории хаоса: техника мультифрактального анализа [напр. 8, 10, 11]. В ее основе – замена одного показателя скейлинга (показателя геометрических или статистических характеристик фрактала) их спектром. Подход предполагает, что каждая часть рассматриваемого мультифрактала, характеризующаяся одним из показателей скейлинга, обладает своим свойством самоподобия. При этом фрактальные (или монофрактальные) объекты характеризуются неизменностью скейлинговых характеристик в различных диапазонах масштабов.

К настоящему моменту существует два подхода к исследованию мультифракталов. Первый базируется на методе структурных функций [напр. 10], состоящем в исследовании статистических моментов абсолютных размерностей. Более совершенный подход, названный *методом*

максимумов модулей вейвлет-преобразования (ММВП), описан в [8, 10]. Этот метод основан на непрерывном вейвлет-преобразовании, использующем разложение исходного сигнала по сгенерированному из солитоноподобной функции со специальными свойствами базису [напр. 5]. Сам базис обычно строится путем масштабных изменений и сдвигов вейвлет-образующей функции. Выбор такой функции зависит как от свойств самого сигнала, так и от необходимости численной интерпретации той или иной информации, переносимой сигналом. В настоящее время известно более 100 вейвлет-образующих функций [напр. 7], в основном применяются МНАТ-вейвлет, DOG-вейвлет, WAVE-вейвлет, вейвлет Морлета, вейвлет Хаара и др. Наиболее важная информация результатов непрерывного вейвлет-преобразования содержится в скелетоне (линии локальных максимумов модулей поверхности коэффициентов на различных масштабах) [напр. 8, 10]. Метод ММВП состоит в выделении локальной экспоненты Холдера (степенной зависимости модулей вейвлет-коэффициентов) и скейлинговой экспоненты (функции степени суммы модулей максимумов вейвлет-коэффициентов) на различных масштабах. В случае монофрактальных объектов последняя зависимость является линейной функцией. Мультифрактальные объекты характеризуются нелинейными зависимостями. При этом мультифрактальный спектр и скейлинговая экспонента взаимосвязаны преобразованием Лежандра.

Некоторые результаты мультифрактальной обработки ВСР

В настоящее время начато использование мультифрактального подхода для обработки временных рядов ВСР [напр. 8]. Основным результатом проведенных исследований является [напр. 8, 10] доказательство нелинейности скейлинговой экспоненты (т. е. мультифрактальности восстановленного аттрактора).

Продemonстрируем рассмотренный подход на примере ВСР. В качестве входных данных воспользуемся базами Intracardiac Atrial Fibrillation Database и Congestive Heart Failure сервера [1]. Вычисления проведены в пакете MatLab R2008b с использованием последней версии приложения FracLab 2.1. В качестве вейвлет-образующей функции использован МНАТ-вейвлет.

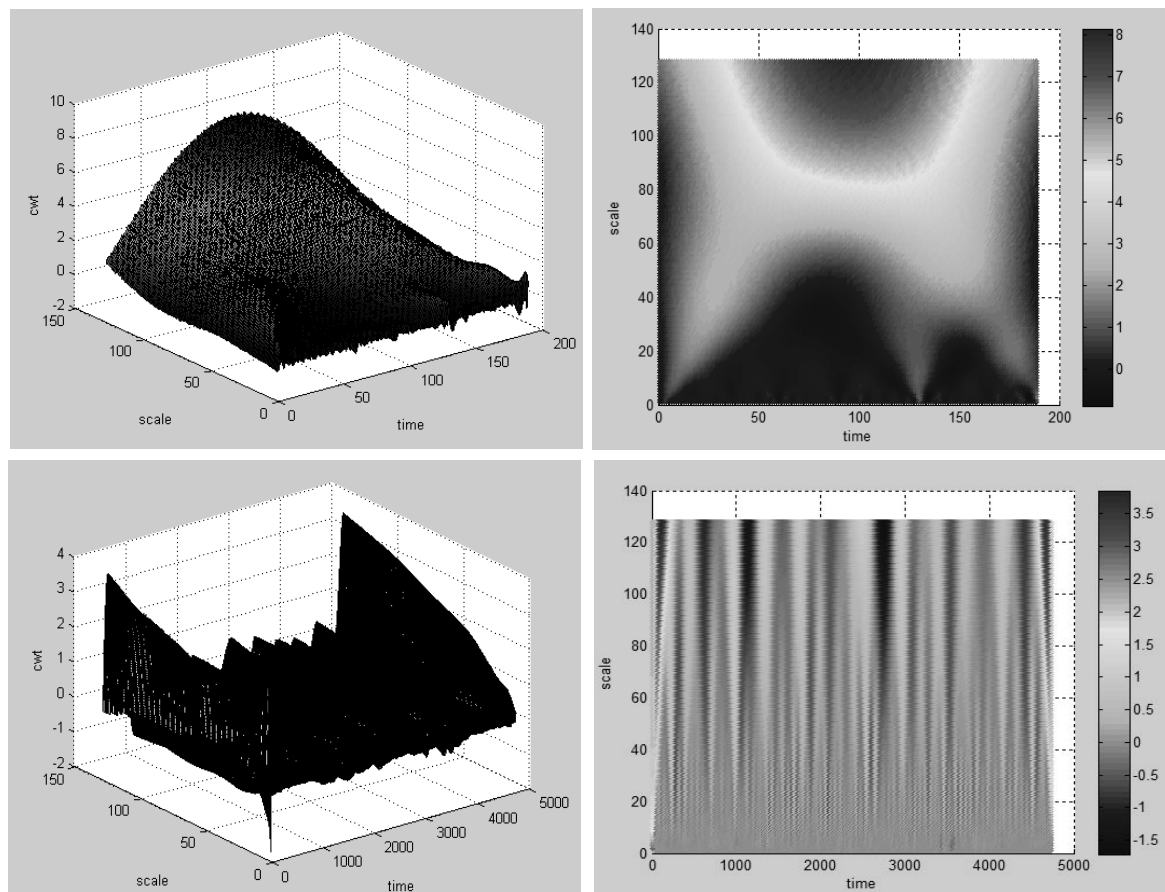


Рис. 3. Непрерывное вейвлет-преобразование на основе МНАТ-вейвлета при различной патологии ВСР

Наиболее демонстративные результаты исследований приведены на рис. 3–5, где показан вид рассмотренного преобразования с выделением локальной экспоненты Холдера и скейлинговой экспоненты для двух записей при различной патологии. Как и следовало ожидать, последняя функция является нелинейной с выраженными особенностями для достаточно сложной структуры вейвлет-преобразования исходного временного ряда. Разница масштабов и структура самого графика дает возможность характеристики рассмотренной патологии ВСР. Однако, на наш взгляд, мультифрактальные методы не могут исчерпываться подобными результатами.

Преимущества рассматриваемого метода и его модификация

Рассмотренный подход является наиболее совершенным, поскольку позволяет рассматривать поведение скейлинговых экспонент не только в положительной, но и в отрицательной области

аргумента. Там особенности скейлинга охарактеризованы малыми флуктуациями (слабыми сингулярностями), что позволяет более тщательно исследовать внутреннюю структуру исходного временного ряда за счет большей области задания сингулярных функций.

Однако задача объективного описания мультифрактальных компонент ВСР состоит в вопросе подбора вейвлет-образующей функции, позволяющей относить экстрасистолы к определенной части спектра показателей скейлинга. Именно построение подходящего вейвлета дает возможность сравнивать указанные характеристики ММВП. При этом нас интересуют как части спектра, связанные с экстрасистолами, так и не связанные. Возможно, поведение скейлинговых экспонент служит критерием существования патологических изменений ВСР и может дать новые характеристики ее внутренней структуры. Выделение таких характеристик и наблюдение за ними по-

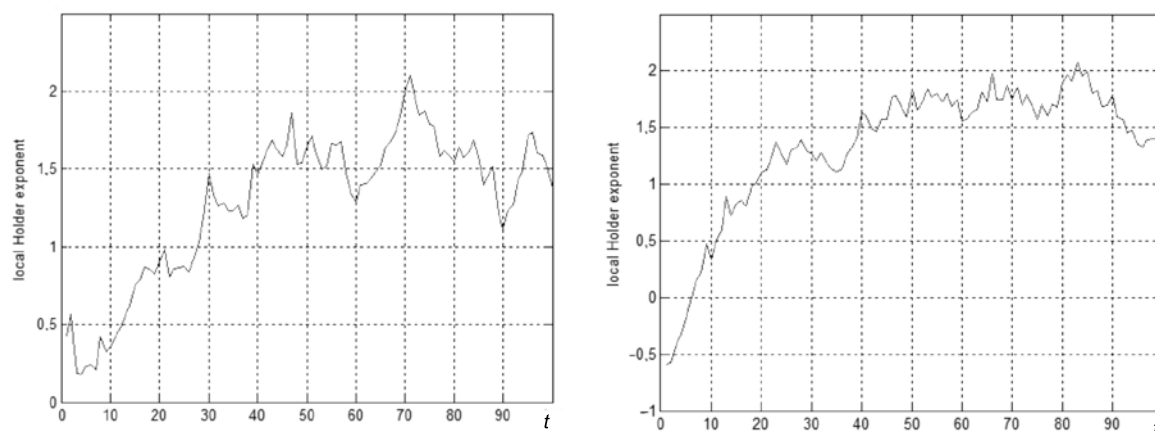


Рис. 4. Экспонента Холдера при различной патологии ВСР

зволит по-новому взглянуть на существование феномена ВСР, ее диагностики и прогнозирования. Необходимо подчеркнуть, что подобный подход будет использован впервые. Еще одной побочной задачей работы является корреляция волновых процессов, характеризующих ВСР в норме и при патологии с рассматриваемыми в работе показателями скейлинга. Здесь нас будет прежде всего интересовать вопрос о построении исходного вейвлета путем внесения в его выражение частотных параметров указанных процессов и автоматизации этой процедуры. Построение вейвлета для каждой записи ВСР в какой-то степени будет выполняться автоматически. Построенный таким образом базис, на наш взгляд, даст еще более точные оценки спектральных характеристик мультифрактала восстановленного аттрактора.

В статье рассмотрены основные фрактальные и мультифрактальные показатели временных рядов биомедицинского происхождения на примере баз ВСР. Показано, что фрактальных методов в большинстве случаев недостаточно для описания внутренней структуры подобных временных рядов, а мультифрактальные не используют весь заложенный в них потенциал.

Наш научный коллектив планирует усилить исследования мультифрактального спектра ВСР собственным специально разработанным программным обеспечением, позволяющем рассматривать поведение поверхностей модулей локальных максимумов вейвлет-коэффициентов ВСР, графической реализацией выделения скейлинговых экспонент, сравнением мультифрактальных свойств исходного сигнала в различное время его снятия и др. При этом основная за-

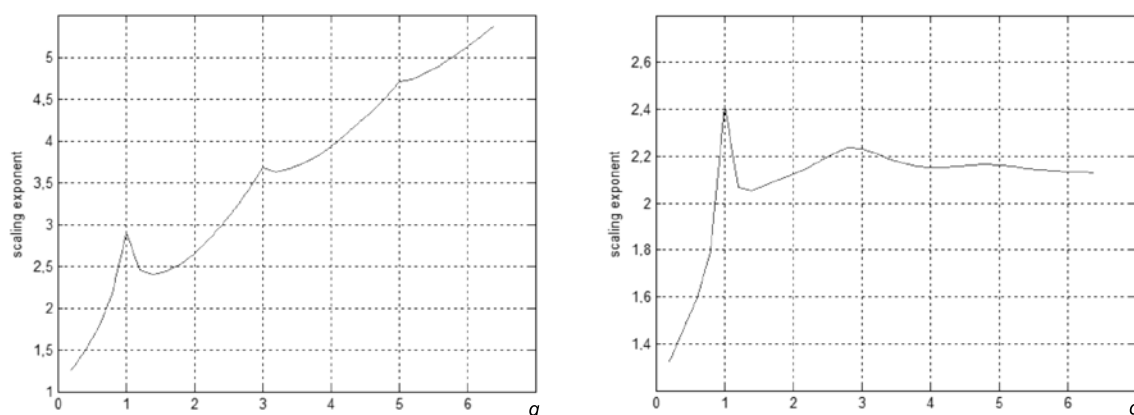


Рис. 5. Скейлинговая экспонента при различной патологии ВСР

дача проекта – исследование мультифрактальных особенностей ВСР здоровых добровольцев, больных с сердечной недостаточностью, мерцательной аритмией и их корреляции как с мультифрактальными характеристиками нормально-

го синусового ритма, так и со статистическими, спектральными, корреляционными и др. показателями при указанной патологии.

Работа выполнена при поддержке РФФИ, грант № 12-08-31108-мол_а.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **PhysioNet.** The research resource for complex physiologic signals [Электронный ресурс] / Режим доступа: <http://www.physionet.org>
2. **Антонов, В.И.** Динамический тренд корреляционной размерности как характеристический показатель жизнедеятельности организма [Текст] / В.И. Антонов, А.И. Загайнов, А.Н. Коваленко // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. –2009. –№ 6 (91). –С. 111–119.
3. **Антонов, В.И.** Аппаратно-программный комплекс энтропийно-динамического мониторинга состояния кардиоритма [Текст] / В.И. Антонов, А.И. Загайнов, А.Н. Коваленко, Ву ван Куанг // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. –2011. –№ 1 (115). –С. 143–150.
4. **Антонов, В.И.** Динамический фрактальный анализ вариабельности сердечного ритма [Текст] / В.И. Антонов, А.И. Загайнов, Ву ван Куанг // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. –2012. –№ 1 (140). –С. 88–94.
5. **Астафьева, Н.М.** Вейвлет-анализ: основы теории и примеры применения [Текст] / Н.М. Астафьева // Успехи физических наук. –1996. –Т. 166. –№ 11. –С. 1145–1170.
6. **Ахметханов, Р.С.** Применение теории фракталов и вейвлет-анализа для выявления особенностей временных рядов при диагностике систем [Текст] / Р.С. Ахметханов // Вестник научно-технического развития. –2009. –№ 1 (17). –С. 26–31.
7. **Безручко, Б.П.** Математическое моделирование и хаотические временные ряды [Текст] / Б.П. Безручко, Д.А. Смирнов. –Саратов: ГосУНЦ «Колледж», 2005. –320 с.
8. **Гудков, Г.В.** Диагностические возможности определения детерминированного хаоса в структуре вариабельности ритма сердца плода [Электронный ресурс] / Г.В. Гудков // Вестник муниципального здравоохранения. –2008. –№ 1 (1). –19 с.
9. **Махортых, С.А.** Алгоритмы вычисления характеристик стохастических сигналов и их применение к анализу электрофизиологических данных [Текст] / С.А. Махортых, В.В. Сычев // Abstracts. Nonlinear Phenomena in Biology. –Pushchino, 1998. –С. 33–34.
10. **Павлов, А. Н.** Мультифрактальный анализ сигналов на основе вейвлет-преобразования [Текст] / А.Н. Павлов, В.С. Анищенко // Изв. Саратовского ун-та, 2007. –Т. 7. –Сер. Физика. –Вып. 1. –С. 3–25.
11. **Павлов, А.Н.** Мультифрактальный анализ хаотической динамики взаимодействующих систем [Текст] / А.Н. Павлов, О.В. Сосновцева, А.Р. Зиганшин // Изв. вузов. Прикладная нелинейная динамика. –2003. –Т. 11. –№ 2. –С. 39–54.

REFERENCES

1. PhysioNet. The research resource for complex physiologic signals. – Available <http://www.physionet.org>
2. Antonov V.I., Zagainov A.I., Kovalenko A.N. Dinamicheskii trend korreliatsionnoi razmernosti kak kharakteristicheskii pokazatel' zhiznedeiatel'nosti organizma / Nauchno-tekhnicheskie vedomosti SPbGPU. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie. – 2009. –№ 6 (91). –S. 111–119. (rus)
3. Antonov V.I., Zagainov A.I., Kovalenko A.N., Vu van Kuang Apparatno-programnyi kompleks entropiino-dinamicheskogo monitoringa sostoianii kardioritma / Nauchno-tekhnicheskie vedomosti SPbGPU. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie. – 2011. – № 1(115). –S. 143–150. (rus)
4. Antonov V.I., Zagainov A.I., Vu van Kuang Dinamicheskii fraktal'nyi analiz variabel'nosti serdechnogo ritma / Nauchno-tekhnicheskie vedomosti SPbGPU. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie. – 2012. –№ 1(140). –S. 88–94. (rus)
5. Astaf'eva N.M. Veivlet-analiz: osnovy teorii i primery primeneniia / Uspekhi fizicheskikh nauk. – 1996. –Т. 166. –№ 11. –S. 1145–1170. (rus)
6. Akhmetkhanov R.S. Primenenie teorii fraktalov i veivlet-analiza dlia vyivleniia osobennostei vremennykh riadov pri diagnostike sistem / Vestnik nauchno-tekhnicheskogo razvitiia. –2009. –№ 1 (17). –S. 26–31. (rus)
7. Bezruchko B.P., Smirnov D.A. Matematicheskoe modelirovanie i khaoticheskie vremennye riady – Saratov: GosUNTs «Kolledzh», 2005. – S. 320. (rus)
8. Gudkov G.V. Diagnosticheskie vozmozhnosti opredeleniia determinirovannogo khaosa v strukture variabel'nosti ritma serdtsa ploda / Vestnik munitsipal'nogo zdravookhraneniia (elektronnoe periodicheskoe izdanie), 2008. – № 1(1). – S. 19. (rus)
9. Makhortykh S.A., Sychev V.V. Algoritmy



vychisleniia kharakteristik stokhasticheskikh signalov i ikh primenenie k analizu elektroфизиологических данных / Abstracts. Nonlinear Phenomena in Biology. – Pushchino, 1998. – S. 33–34. (rus)

10. Pavlov A.N., Anishchenko V.S. Mul'tifraktal'nyi analiz signalov na osnove veivlet-preobrazovaniia / Izv. Saratovskogo Un-ta. –2007. –T. 7. –Ser. Fizika.

–Vyp. 1. – S. 3–25. (rus)

11. Pavlov A.H., Sosnovtseva O.V., Ziganshin A.R. Mul'tifraktal'nyi analiz khaoticheskoi dinamiki vzaimodeistvuiushchikh sistem / Izv. vuzov, Prikladnaia nelineinaia dinamika. –2003. –T. 11. –№ 2. –S. 39–54. (rus)

УДК 004.052.2-3:004.942:006.015.7-8

П.В. Холодных
Санкт-Петербург, Россия

МЕТОД ВЫРАБОТКИ РЕШЕНИЙ ПО РЕКОНФИГУРАЦИИ СТРУКТУРНО-СЛОЖНОЙ СИСТЕМЫ ДЛЯ ВОССТАНОВЛЕНИЯ ЕЕ РАБОТОСПОСОБНОСТИ ПРИ ПРОИЗВОЛЬНОЙ КОМБИНАЦИИ ОТКАЗАВШИХ ЭЛЕМЕНТОВ

P.V. Kholodnykh
St.-Petersburg, Russia

METHOD OF RECONFIGURATION OF STRUCTURALLY COMPLEX SYSTEM FOR THE RESTORATION OF AVAILABILITY AT A RANDOM COMBINATION OF FAILED ELEMENTS

Сформулирован и предложен новый метод решения задачи выработки управляющих решений по реконфигурации структурно-сложной системы с целью восстановления ее работоспособности при произвольной комбинации отказавших элементов, что имеет большое значение для обеспечения надежности, живучести и безопасности автоматизированных технических комплексов при аварийных повреждениях.

СТРУКТУРНО-СЛОЖНАЯ СИСТЕМА. РАБОТОСПОСОБНОСТЬ. ЖИВУЧЕСТЬ. РЕКОНФИГУРАЦИЯ. КООРДИНИРОВАННЫЕ ПЕРЕКЛЮЧЕНИЯ. УПРАВЛЕНИЕ.

The problem of the development of control decisions on reconfiguration of structurally complex systems with a purpose of restoration of its working state at a random combination of failed elements is described in this article. A new method of solution of this problem is proposed, which has great importance for achieving reliability, survivability and safety of automated technical complexes on emergency damages.

STRUCTURALLY COMPLEX SYSTEM. AVAILABILITY. SURVIVABILITY. RECONFIGURATION. COHERENT SWITCHES. CONTROL.

Автоматизация процессов обработки информации и управления остается одним из важнейших направлений кардинального повышения эффективности ответственных и потенциально опасных автоматизированных технических комплексов (АТК), а также обеспечения системной надежности, живучести, безаварийности и безопасности их функционирования. Несмотря на существенные успехи в практике комплексной автоматизации технических объектов и технологических процессов, в т. ч. в создании и внедрении таких крупных управляющих систем, как, например, комплексные системы управления техническими средствами судов, дальнейшее развитие и совершенствование управляющих систем сдерживается нерешенностью в теории управления ряда задач алгоритмизации процессов управления в нестандартных (нештатных),

заранее непредсказуемых аварийных ситуациях и аномальных аварийных режимах [1].

Современные высокоразвитые системы управления многоагрегатными техническими комплексами в силу их специфических особенностей включают в свой состав кроме традиционных систем автоматического регулирования функциональные подсистемы аварийной защиты и противоаварийного управления, в которых закладываются «жесткие» алгоритмы (типа «стимул – реакция») на ограниченное число аварийных ситуаций. Это, как правило, одиночные нарушения в работе оборудования, требующие для предотвращения поломок агрегатов и механизмов срабатывания локальных защит, локализации аварийных ситуаций с переводом объекта в безопасный режим (безопасное состояние) с возможно пониженным уровнем работоспособности (эффективности), вплоть

до временного вывода АТК (например, ядерной энергетической установки) из действия. В экстраординарных ситуациях при воздействии на АТК внешних разрушающих воздействий различной природы (пожары, затопления, ударные сотрясения и др.) возникают множественные отказы в различных частях комплекса и соответственно нестандартные (нештатные) аварийные ситуации, на которые заложенные в традиционные системы управления «жесткие» алгоритмы не рассчитаны. В этих случаях можно говорить об «алгоритмических отказах» систем управления (даже если аппаратура системы и не испытала повреждений), которые могут вызвать непредсказуемые, иногда катастрофические последствия.

Подсистемы аварийной защиты и противоаварийного управления согласно [2], реализуют контуры т. н. *структурного управления* (рис. 1), включая контур реконфигурации структуры АТК, который решает задачу «как собрать работоспособную структуру АТК» из оставшихся после аварии в строю элементов.

Разработка «жестких» алгоритмов для контуров структурного управления, рассчитанных не только на одиночные, но и на множественные нарушения в работе АТК (двух-, трех- и n -кратные отказы) принципиально не разрешима для систем с произвольной, не сводящейся к регулярной (последовательно-параллельной) структурой связи между компонентами в силу переборного

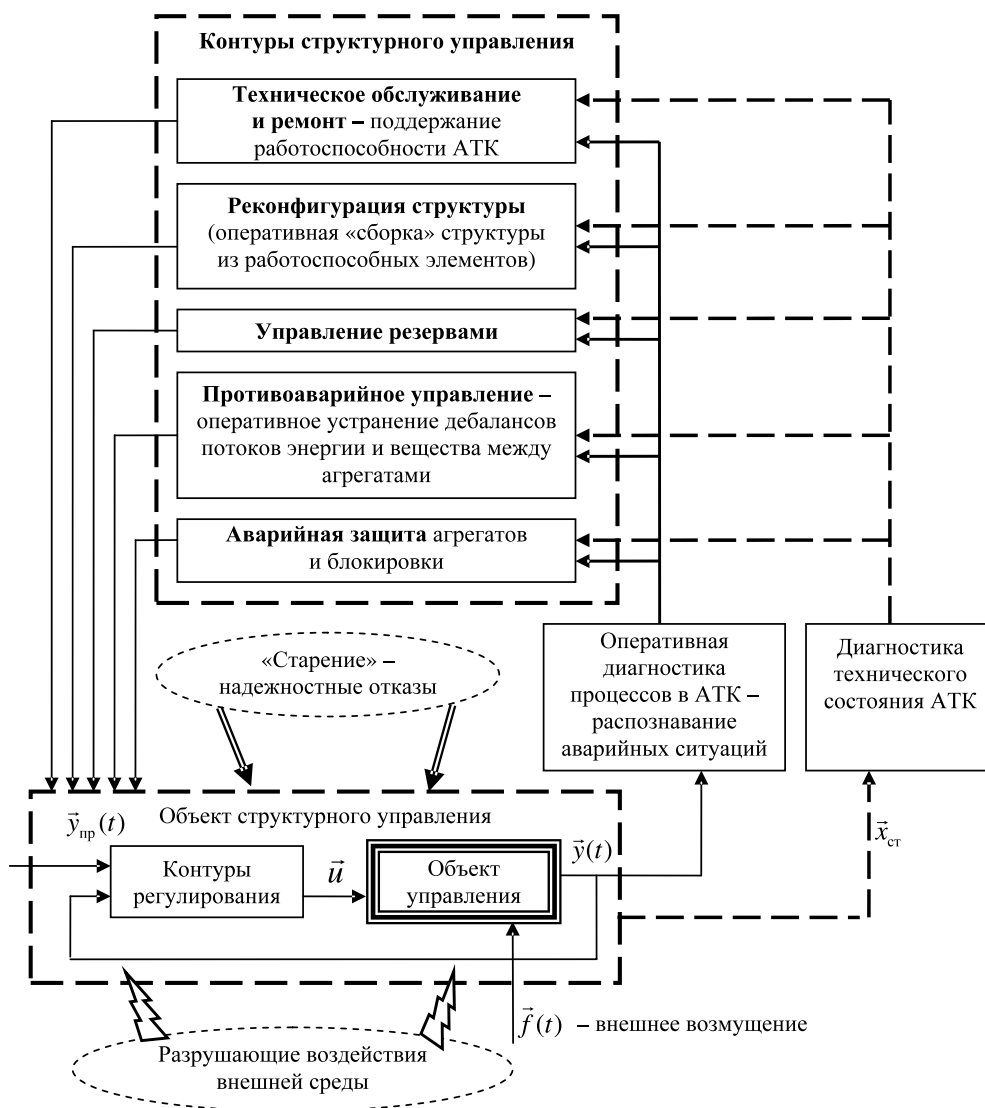


Рис. 1. Контуры структурного управления

характера задачи, ее комбинаторности. Требуется совершенно иной подход к автоматизации управления с разработкой новых принципов структурного управления.

В работах [3, 4] предложено несколько подходов к решению таких трудных и нерешенных в теории задач управления. К наиболее продвинутому результату следует отнести работу [4], в которой изложена т. н. *методология координированных переключений*, решающая задачу реконфигурации. Согласно этой методологии структура АТК представляется в виде графа, вершины которого обозначают технические элементы (оборудование и устройства), а дуги – связи между элементами, по которым происходит их взаимодействие – обмен ресурсами (веществом, энергией, информацией). То есть элементы рассматриваются один относительно другого как поставщики и потребители производимых или передаваемых ими ресурсов. Каждый элемент АТК для своего функционирования должен быть обе-

спечен всеми необходимыми видами ресурсов. Элемент может иметь несколько альтернативных поставщиков заданного вида ресурса: основной, первый резервный, второй резервный и т. д. При этом всегда должна быть активна связь хотя бы с одним поставщиком. Задача реконфигурации решается следующим образом: если элемент теряет связь с текущим поставщиком ресурса либо по причине повреждения поставщика, либо по причине разрыва физической связи между ними, то задействуется связь со следующим по приоритету использования поставщиком.

Однако численное моделирование для некоторых типов структур показало некорректность данного метода. Рассмотрим электроэнергетическую систему судна кольцевого типа (рис. 2 а). В этой системе три генератора (1 – основной, 2 и 3 – резервные), три распределительных щита (4–6) и три кабельных перемычки, обеспечивающих передачу энергии между щитами. Каждый из щитов может быть связан с одним генератором и

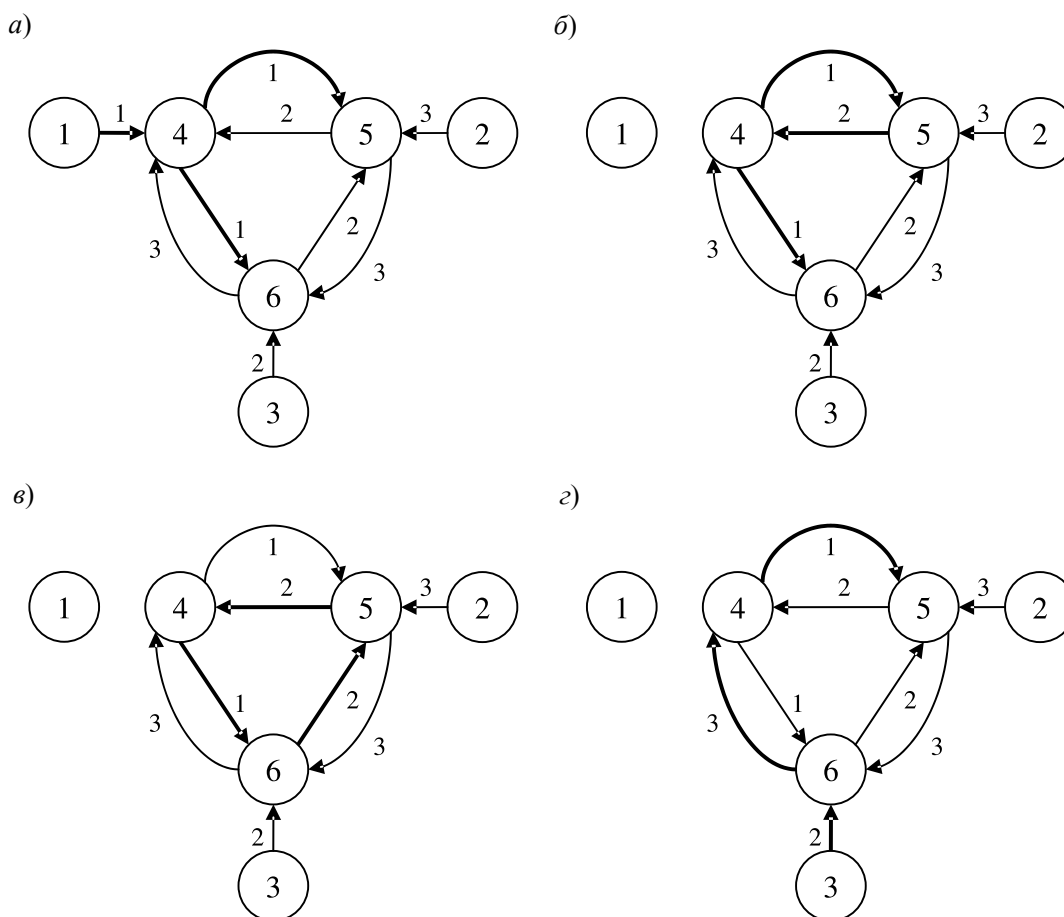


Рис. 2. Кольцевая электроэнергетическая система судна

с остальными щитами. На рис. 1 а основные связи между элементами, соответствующие базовому режиму работы системы, изображены толстой линией, а резервные связи – тонкими. Приоритеты включения связей для обеспечения щитов энергией показаны цифрами у дуг, входящих в соответствующие щитам вершины графа. Кабельные перемычки между щитами моделируются согласно [4] двумя противоположно направленными дугами. Требуется обеспечить наличие энергии на всех щитах в предположении того, что каждый из генераторов обладает уровнем мощности, достаточным для питания всех потребителей.

Предположим, что в процессе эксплуатации системы произошло повреждение кабеля от генератора 1 к щиту 4. Для восстановления электропитания щита 4 алгоритм задействует связь от щита 5 к щиту 4 (первый резерв), как показано на рис. 2 б (толстыми линиями показаны задействованные связи). Происходит парадоксальная ситуация, когда щиты 4 и 5 пытаются одновременно использовать один кабель для получения энергии друг от друга. В [5] этот случай описан и предложен метод его разрешения: щит 5 должен будет перейти к следующему по приоритету поставщику, т. е. к щиту 6 (рис. 2 в). В итоге все щиты «закольцовываются» друг на друга, но ни один из них не соединен с генераторами.

Рассмотренный несколько искусственный пример призван показать, что чересчур «локальный» подход, основанный на рассмотрении только ближайшего окружения элементов АТК, может приводить к неправильным решениям задачи реконфигурации.

Логико-математическая модель работоспособности

Для корректного решения задачи реконфигурации рассматриваемых в статье объектов предлагается использовать математическую модель работоспособности АТК в виде специальной системы логических уравнений (СЛУ) [6]:

$$\begin{cases} y_i = x_i \cdot f_i(x_{i,j} H_{i,j}^{C(j),C(i,j)} y_j; j \in N_i), i = \overline{1, n} \\ Y = F(y_1, \dots, y_n), \end{cases} \quad (1)$$

где n – количество элементов АТК; N_i – множество индексов элементов-поставщиков ресурсов для i -го элемента; $x_i, x_{i,j} \in \{0, 1\}$ – соответственно булевы переменные работоспособности i -го элемента и связи между i -м и j -м элементами

(равна единице, если элемент (связь) работоспособен, и нулю, – если поврежден); $y_i \in \{0, 1\}$ – булева переменная функционирования элемента (равна единице, если элемент может выполнять свою функцию, и нулю – в противном случае); $H_{i,j}^{C(j),C(i,j)}$ – переменная-маркер связи между i -м и j -м элементами, где $C(j) \in \{P, T\}$ задает класс элемента, а $C(i, j) \in \{N, J\}$ – класс связи. Булева функция $f_i \in \{0, 1\}$ задает логическое условие обеспеченности i -го элемента необходимыми ресурсами от поставщиков, а функция $F \in \{0, 1\}$ задает условие функционирования всего АТК.

Под P -элементами подразумеваются элементы, содержащие изначальные источники энергии и вещества, благодаря которым функционируют все остальные элементы. T -элементы – это элементы, преобразующие и передающие ресурсы, созданные P -элементами. N -связи – это обычные связи между элементами с фиксированным направлением движения ресурсов, а J -связи – управляемые связи («перемычки»), ресурс в которых может передаваться в любом из двух направлений. Для переменных-маркеров вводится специальное правило $H_{i,j}^{C(j),J} H_{j,i}^{C(i),J} = 0$, задающее запрет на движение ресурса в «перемычке» сразу в двух направлениях.

Для рассмотренного выше примера СЛУ (1) будет иметь следующий вид:

$$\begin{aligned} y_1 &= x_1; \quad y_2 = x_2; \quad y_3 = x_3; \\ y_4 &= x_4(x_{4,1} H_{4,1}^{P,N} y_1 \vee x_{4,5} H_{4,5}^{T,J} y_5 \vee x_{4,6} H_{4,6}^{T,J} y_6); \\ y_5 &= x_5(x_{5,2} H_{5,2}^{P,N} y_2 \vee x_{5,4} H_{5,4}^{T,J} y_4 \vee x_{5,6} H_{5,6}^{T,J} y_6); \\ y_6 &= x_6(x_{6,3} H_{6,3}^{P,N} y_3 \vee x_{5,6} H_{6,5}^{T,J} y_5 \vee x_{4,6} H_{6,4}^{T,J} y_4); \\ Y &= y_4 y_5 y_6. \end{aligned}$$

Результатом решения СЛУ относительно переменных y_i и Y является совокупность булевых функций работоспособности (ФР) элементов $\varphi_i(\vec{x})$ и функция работоспособности системы (ФРС) $\varphi_F(\vec{x})$, где $\vec{x} = (x_i, x_{j,k})$ – вектор всех переменных работоспособности элементов и связей АТК. Функции $\varphi_i(\vec{x})$ связывают состояние работоспособности элементов и связей с их возможностью функционирования: $y_i = \varphi_i(\vec{x})$, а функция $\varphi_F(\vec{x})$ – с возможностью функционирования всего АТК в целом: $Y = \varphi_F(\vec{x})$.

Предложенная СЛУ и метод ее решения подробно рассмотрены в [6]. Здесь же будем использовать результаты, полученные в этой статье, для решения задачи реконфигурации.

Метод выбора решения по реконфигурации

Пусть $\varphi_F(\vec{x}) = \bigvee_k X_k^F(\vec{x})$ – представление ФРС φ_F в виде МДНФ. Каждый конъюнкт МДНФ $X_k^F(\vec{x})$ описывает одну из минимальных работоспособных конфигураций (МРК), обеспечивающую выполнение критерия $F(y_1, \dots, y_N) = 1$. Под МРК понимается минимальный набор элементов и связей АТК, работоспособность которых обеспечивает его функционирование. В этом смысле термин «МРК» является распространением широко используемого термина «кратчайший путь успешного функционирования» [7] для АТК с произвольной сетевой структурой и множеством используемых ресурсов.

Для рассматриваемого примера ФРС φ_F в виде МДНФ будет равна

$$\begin{aligned} \varphi_F = & x_1 x_4 x_{4,1} x_{4,5} x_{4,6} x_5 x_6 \vee x_1 x_3 x_4 x_{4,1} x_{4,5} x_5 x_6 x_{6,3} \vee \\ & \vee x_1 x_4 x_{4,1} x_{4,6} x_5 x_{5,6} x_6 \vee x_1 x_4 x_{4,1} x_{4,5} x_5 x_{5,6} x_6 \vee \\ & \vee x_1 x_2 x_4 x_{4,1} x_{4,6} x_5 x_{5,2} x_6 \vee x_1 x_3 x_4 x_{4,1} x_{4,5} x_5 x_6 x_{6,3} \vee \\ & \vee x_1 x_2 x_3 x_4 x_{4,1} x_5 x_{5,2} x_6 x_{6,3} \vee x_3 x_4 x_{4,5} x_{4,6} x_5 x_6 x_{6,3} \vee \\ & \vee x_2 x_4 x_{4,5} x_{4,6} x_5 x_{5,2} x_6 \vee x_1 x_2 x_4 x_{4,1} x_5 x_{5,2} x_5 x_6 x_6 \vee \\ & \vee x_3 x_4 x_{4,5} x_5 x_{5,6} x_6 x_{6,3} \vee x_2 x_3 x_4 x_{4,5} x_5 x_{5,2} x_6 x_{6,3} \vee \\ & \vee x_3 x_4 x_{4,6} x_5 x_{5,6} x_6 x_{6,3} \vee x_2 x_4 x_{4,5} x_5 x_{5,2} x_5 x_6 x_6 \vee \\ & \vee x_2 x_3 x_4 x_{4,6} x_5 x_{5,2} x_6 x_{6,3} \vee x_2 x_4 x_{4,6} x_5 x_{5,2} x_5 x_6 x_6, \end{aligned}$$

что соответствует 16 МРК, т. е. 16 способам обеспечить энергией все распределительные щиты.

Изначально АТК работает в определенном исходном режиме. Вектором $\vec{x}' = (x'_1, \dots, x'_N, x'_{1,2}, \dots, x'_{N-1,N})$ зададим, какие элементы и связи в данный момент задействованы (включены и работают) в исходной конфигурации, а какие – не используются (выключены и не работают):

$$\begin{aligned} x'_i = & \begin{cases} 1, & \text{если } i\text{-й элемент задействован} \\ 0, & \text{если } i\text{-й элемент не задействован} \end{cases} \\ x'_{i,j} = & \begin{cases} 1, & \text{если связь } (i, j) \text{ задействована} \\ 0, & \text{если связь } (i, j) \text{ не задействована} \end{cases} \end{aligned}$$

Пусть далее происходит повреждение АТК, заключающееся в потере работоспособности ча-

сти элементов и связей. Данное повреждение опишем вектором $\vec{x}'' = (x''_1, \dots, x''_N, x''_{1,2}, \dots, x''_{N-1,N})$:

$$\begin{aligned} x''_i = & \begin{cases} 1, & \text{если } i\text{-й элемент работоспособен} \\ 0, & \text{если } i\text{-й элемент поврежден} \end{cases} \\ x''_{i,j} = & \begin{cases} 1, & \text{если связь } (i, j) \text{ работоспособна} \\ 0, & \text{если связь } (i, j) \text{ повреждена} \end{cases} \end{aligned}$$

Значение функции $\varphi_i(\vec{x}'')$ будет равно единице, если i -й элемент может функционировать в поврежденном АТК, и равно нулю, если данный элемент полностью потерял возможность функционирования. Аналогично равенство единице ФР $\varphi_F(\vec{x}'')$ означает, что АТК может продолжить функционирование, а нулю – что не может.

Определим вектор $\vec{x}''' = (x'''_1, \dots, x'''_N, x'''_{1,2}, \dots, x'''_{N-1,N})$ следующим образом: $x'''_i = x'_i x''_i$, $x'''_{i,j} = x'_{i,j} x''_{i,j}$. В данном векторе равны единице переменные работоспособности тех элементов и связей, которые входили в исходную конфигурацию АТК и не потеряли работоспособность в результате повреждений. Множество $\tilde{E} = \{i : x'''_i = 1 \wedge \varphi_i(\vec{x}''') = 0\}$ определяет те элементы исходной конфигурации АТК, которые потеряли возможность нормального функционирования. Если $\varphi_F(\vec{x}''') = 0$, но $\varphi_F(\vec{x}'') = 1$, то есть возможность реконфигурировать (выбрать новую рабочую конфигурацию) АТК с целью восстановления его функционирования.

Пусть изначально конъюнкты ФР φ_F $X_k^F(\vec{x})$ упорядочены так, что меньшим индексом k обладают те конъюнкты, которые соответствуют более предпочтительным, оптимальным МРК, например, по соображениям эффективности и надежности, или по любому другому приоритету. Множество номеров МРК, доступных в поврежденной структуре АТК, определяется как $K^* = \{k : X_k^F(\vec{x}'') = 1\}$. За новую рабочую конфигурацию АТК примем наиболее оптимальную МРК, описываемую конъюнктом с наименьшим номером $k^* = \min K^*$. Вектор новых задействованных элементов и связей $\vec{x}^* = (x^*_1, \dots, x^*_N, x^*_{1,2}, \dots, x^*_{N-1,N})$ определим как

$$\begin{aligned} x^*_i = & \begin{cases} 1, & \text{если переменная } x_i \text{ входит в конъюнкт } X_{k^*}^F \\ 0, & \text{в противном случае} \end{cases} \\ x^*_{i,j} = & \begin{cases} 1, & \text{если переменная } x_{i,j} \text{ входит в конъюнкт } X_{k^*}^F \\ 0, & \text{в противном случае} \end{cases} \end{aligned}$$

Вектор $\vec{x}^*$ задает, какие элементы и связи АТК должны быть включены в работу, а какие выведены из работы.

Для рассматриваемого примера 16 конъюнктов в ФРС Φ_F , показанные выше, были упорядочены так, чтобы раньше стояли более приоритетные конфигурации, в которых максимум щитов подключены к основному источнику энергии (своему генератору или соседнему щиту), а в случае, если это невозможно, то к первому резервному. Таким образом, первый конъюнкт соответствует основному режиму, а последний – самому «неэффективному».

При повреждении связи между генератором 1 и щитом 4 ($x_{4,1} = 0$), описанный алгоритм предложит в качестве новой конфигурации восьмой конъюнкт $x_3x_4x_{4,5}x_{4,6}x_5x_6x_{6,3}$, т. к. предыдущие будут обнулены. Это соответствует цепочке питания $3 \rightarrow 6 \rightarrow 4 \rightarrow 5$, что действительно физически реализуемо (рис. 2 з). В связи с тем, что предложенный метод опирается не на локальные переключения связей между элементами, как это принято в [4], а на полный список минимальных работоспособных конфигураций, невозможна ситуация, когда контур реконфигурации предложит вариант неработоспособной структуры или упустит один из работоспособных.

Пример

Рассмотрим работу метода реконфигурации на примере АТК, изображенного на рис. 3 а. В этом упрощенном примере парогенераторы 1 и 2 для своей работы требуют одновременной подачи воды (обеспечивается насосами 11 и 12) и электроэнергии для собственных нужд (например, для управления), подающихся со щитов 5 и 6. Парогенераторы могут обеспечиваться электроэнергией от аккумуляторных батарей (7 и 8), от турбогенераторов 3 и 4 (самоподдерживающийся замкнутый процесс) или друг от друга через кабельные перемычки 9 и 10.

Для сокращения записи будем считать, что все связи всегда работоспособны, кроме перемычек 9 и 10, которые выделим в отдельные элементы. СЛУ, моделирующая работоспособность АТК, будет иметь вид:

$$\begin{aligned} y_1 &= x_1 H_{1,5}^{T,N} y_5 H_{1,11}^{P,N} y_{11}; \quad y_2 = x_2 H_{2,6}^{T,N} y_6 H_{2,12}^{P,N} y_{12}; \\ y_3 &= x_3 H_{3,1}^{P,N} y_1; \quad y_4 = x_4 H_{4,2}^{P,N} y_2; \\ y_5 &= x_5 (H_{5,3}^{T,N} y_3 \vee H_{5,7}^{P,N} y_7 \vee H_{5,9}^{T,J} y_9 \vee H_{5,10}^{T,J} y_{10}); \end{aligned}$$

$$y_5 = x_6 (H_{6,4}^{T,N} y_4 \vee H_{6,8}^{P,N} y_8 \vee H_{6,9}^{T,J} y_9 \vee H_{6,10}^{T,J} y_{10});$$

$$y_7 = x_7; \quad y_8 = x_8;$$

$$y_9 = x_9 (H_{9,5}^{T,J} y_5 \vee H_{9,6}^{T,J} y_6);$$

$$y_{10} = x_{10} (H_{10,5}^{T,J} y_5 \vee H_{10,6}^{T,J} y_6);$$

$$y_{11} = x_{11} H_{11,5}^{T,N} y_5; \quad y_{12} = x_{12} H_{12,6}^{T,N} y_6; \quad Y = y_5 y_6.$$

Уравнение $Y = F(y_5, y_6) = y_5 y_6$ задает критерий функционирования АТК: наличие энергии на обоих распределительных щитах 5 и 6. В этом случае ФРС равна:

$$\begin{aligned} \Phi_F(\vec{x}) &= x_1 x_2 x_3 x_4 x_5 x_6 x_{11} x_{12} \vee x_1 x_3 x_5 x_6 x_9 x_{11} \vee \\ &\vee x_2 x_4 x_5 x_6 x_9 x_{12} \vee x_1 x_3 x_5 x_6 x_{10} x_{11} \vee x_2 x_4 x_5 x_6 x_{10} x_{12} \vee \\ &\vee x_1 x_3 x_5 x_6 x_8 x_{11} \vee x_2 x_4 x_5 x_6 x_7 x_{12} \vee x_5 x_6 x_7 x_8 \vee \\ &\vee x_5 x_6 x_7 x_9 \vee x_5 x_6 x_8 x_9 \vee x_5 x_6 x_7 x_{10} \vee x_5 x_6 x_8 x_{10}. \end{aligned}$$

Данная ФРС описывает 12 МРК, упорядоченных по следующему приоритету: сначала используются генераторы 2 и 4, затем аккумуляторы 7 и 8. Вектор переменных работоспособности определим как $\vec{x} = (x_1, x_2, x_3, x_4, x_5, x_6, x_7, x_8, x_9, x_{10}, x_{11}, x_{12})$.

Пусть изначально $\vec{x}' = (1, 1, 1, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 1, 1)$, т. е. используются элементы 1–6, 11 и 12, что соответствует основному режиму (рис. 3 а). Пусть далее произошло повреждение генератора 4 ($x_4 = 0$). Вектор повреждений будет равен $\vec{x}'' = (1, 1, 1, 0, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1, 1)$. $\vec{x}''' = (1, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 0, 0, 0, 1, 1)$.

$\Phi_F(\vec{x}''') = 0$, следовательно, критерий F больше не выполняется. Но т. к. $\Phi_F(\vec{x}'') = 1$, то можно выбрать новую рабочую конфигурацию. Этой конфигурацией будет МРК, соответствующая второму конъюнкту $x_1 x_3 x_5 x_6 x_9 x_{11}$, т. е. питанию щита 6 от щита 5 через кабельную перемычку 9 (рис. 3 б). Новый вектор используемых элементов будет равен $\vec{x}^* = (1, 0, 1, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 0, 1, 0)$.

Далее пусть произошло повреждение парогенератора 1 и кабельной перемычки 10. Вектор повреждений $\vec{x}'' = (0, 1, 1, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 1, 1)$. Вектор $\vec{x}''' = (0, 0, 1, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 0, 1, 0)$. $\Phi_F(\vec{x}''') = 0$, следовательно, критерий F больше не выполняется. Но т. к. $\Phi_F(\vec{x}'') = 1$, то можно выбрать новую рабочую конфигурацию. Этой конфигурацией будет МРК, соответствующая восьмому конъюнкту $x_5 x_6 x_7 x_8$, т. е. питанию щитов 5 и 6 от аккумуляторных батарей 7 и 8 (рис. 3 в). Новый вектор используемых элементов будет равен $\vec{x}^* = (0, 0, 0, 0, 1, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 0)$.

Теперь рассмотрим повреждение аккумуля-

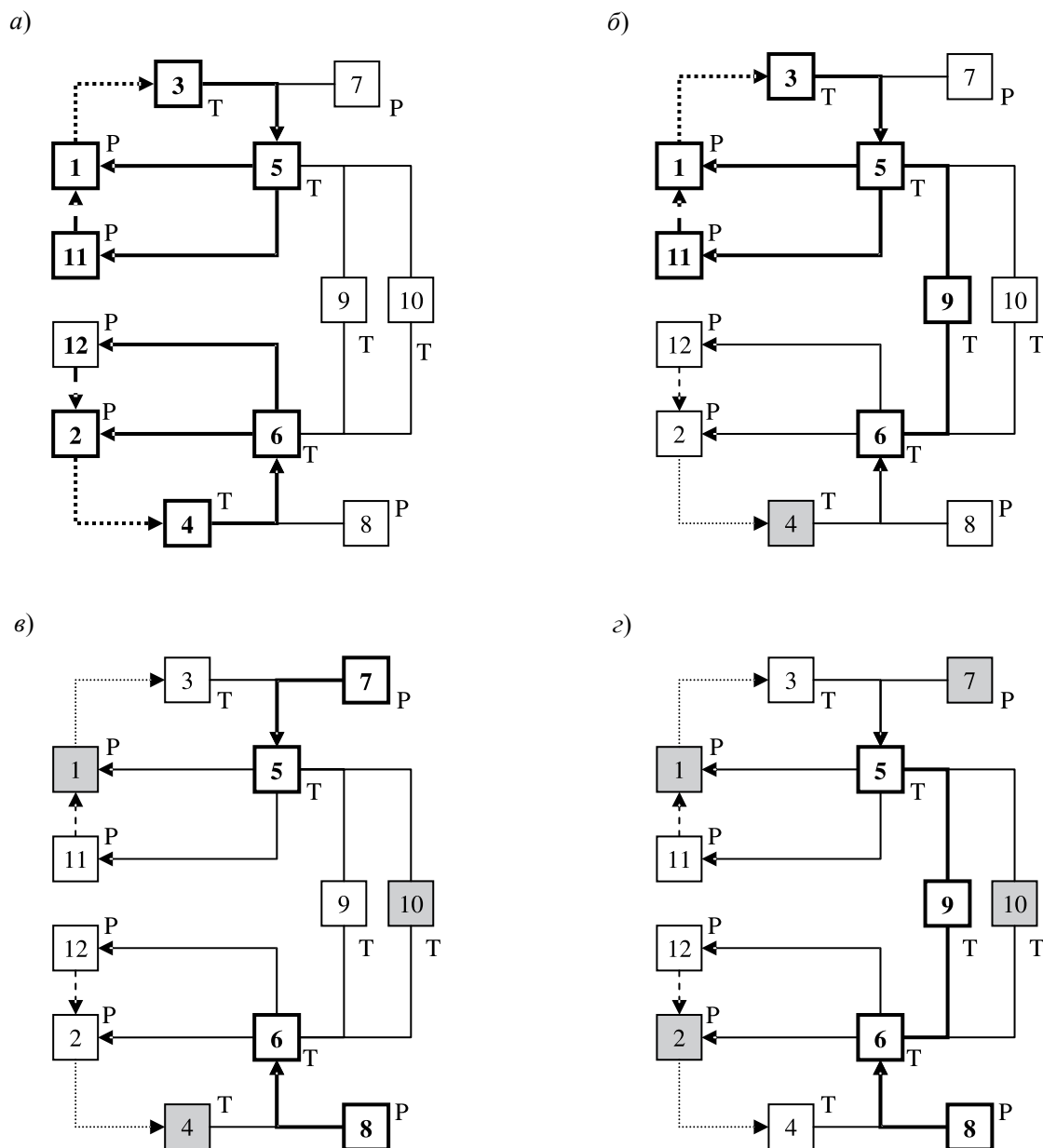


Рис. 3. Пример структурно-сложного АТК и его реконфигурации

тора 7. Вектор повреждений $\bar{x}'' = (0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 1)$. $\bar{x}''' = (0, 0, 0, 0, 1, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 0)$. $\varphi_F(\bar{x}''') = 0$, $\varphi_F(\bar{x}'') = 1$, следовательно, возможна реконфигурация. Доступной осталась МРК, соответствующая десятому конъюнкту $x_5x_6x_8x_9$ ФР $\varphi_F(\bar{x})$, которая и принимается за новую конфигурацию (рис. 3 г). $\bar{x}^* = (0, 0, 0, 0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 0, 0)$.

Если в дальнейшем произойдет повреждение кабельной перемычки 9, то $\bar{x}'' = (0, 1, 1, 0, 1, 1, 0, 1, 0, 1, 1, 1)$ и $\varphi_F(\bar{x}'') = 0$. Иными словами, при данных повреждениях уже невоз-

можно восстановить функционирование АТК по критерию F . Если имеется второй критерий функционирования $Y' = G(\bar{y}) = y_5 + y_6$, задающий требование наличия энергии хотя бы на одном из щитов 5 или 6, то можно реконфигурировать АТК по этому более «слабому» критерию. ФРС для критерия G равна $\varphi_G(\bar{x}) = x_1x_3x_5x_{11} \vee x_2x_4x_5x_{12} \vee x_5x_7 \vee x_6x_8$. $\varphi_G(\bar{x}'') = 1$. В качестве новой конфигурации принимается МРК, соответствующая конъюнкту x_6x_8 . Вектор новой конфигурации $\bar{x}^* = (0, 0, 0, 0, 0, 1, 0, 1, 0, 0, 0, 0)$.



Предложенный метод реконфигурации опирается на корректную математическую модель работоспособности АТК и метод вывода ФРС, учитывающие такие особенности структурно-сложных систем, как наличие множества подсистем, различных видов ресурсов, произвольную сетевую структуру АТК, управляемых связей и замкнутых самоподдерживающихся технологических контуров.

Получаемая в результате решения специальной системы логических уравнений функция работоспособности системы в виде минимальной дизъюнктивной формы описывает все возможные в АТК минимальные работоспособные конфигурации, обеспечивающие его функционирование. Поэтому ФРС может использоваться не только с целью расчета показателей надежно-

сти и живучести, но и как основа системы информационной поддержки персонала при борьбе за живучесть и структурного контура реконфигурации.

При записи всех конъюнктов ФРС в базу данных время, необходимое для выбора новой оптимальной конфигурации, является незначительным, а более затратный по времени процесс заполнения базы данных (решения СЛУ) может реализовываться при проектировании. При этом для верификации адекватности синтезируемого контура реконфигурации не требуется проводить полный перебор всех возможных комбинаций отказов элементов и связей и вариантов переключений, что для АТК, состоящих из сотен или тысяч элементов, является технически крайне сложным или даже невозможным.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Войтецкий В.В.** Развитие методологии, теории и принципов организации КСУ ТС кораблей (судов) и управляющих систем типа АСУ ТП технических комплексов с повышенным риском эксплуатации [Текст] / В.В. Войтецкий, И.П. Симаков // Юбилейный научно-технический сб. НПО «Аврора». –СПб.: Изд-во НПО «Аврора», 1995.
2. **Волик, Б.Г.** Анализ и синтез структур управляющих систем [Текст] / Б.Г. Волик, Б.Б. Буянов, Н.В. Лубков [и др.]; под ред. Б.Г. Волика. –М.: Энергоатомиздат, 1988.
3. **Simakov, M.A.** Control systems with knowledgebase: matematics, development technology and usage of automated complexes in systems of operators' intellectual support systems [Text] / M.A. Simakov, A.G. Zuenkov, A.N. Poletykin [et al.] // Proc. of International Conf. on Informatics and Cjntrol. –SPb., 9-13 June, 1997.

4. **Ярошенко, А.В.** Автоматизация восстановления работоспособности систем сложной структуры [Текст] / А.В. Ярошенко // Автоматика и телемеханика. –2002. –№ 7.
5. **Ярошенко, А.В.** Метод координированных переключений [Текст] / А.В. Ярошенко. –СПб.: ВМА, 1999.
6. **Холодных, П.В.** Логико-математическая модель структурно-сложной технической системы и ее применение [Текст] / П.В. Холодных // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. –2011. –№ 2 (120). –С. 151–156.
7. **Рябинин, И.А.** Логико-вероятностное исчисление как аппарат исследования надежности и безопасности структурно-сложных систем [Текст] / И.А. Рябинин // Автоматика и телемеханика. –2003. –№ 7.

REFERENCES

1. **Voitetskii V.V., Simakov I.P.** Razvitie metodologii, teorii i printsipov organizatsii KSU TS korablei (sudov) i upravliaiushchikh sistem tipa ASU TP tekhnicheskikh kompleksov s povyshennym riskom ekspluatatsii / V Iubileinom nauchno-tekhnicheskom sbornike NPO Avrora. – St. Petersburg, 1995. (rus)
2. **Volik B.G., Buianov B.B., Lubkov N.V. i dr.** Analiz i sintez struktur upravliaiushchikh sistem; pod red. B.G. Volika. – Moscow: Energoatomizdat, 1988. (rus)
3. **Simakov M.A., Zuenkov A.G., Poletykin A.N. i dr.** Control systems with knowledgebase: matematics, development technology and usage of automated complexes in systems of operators' intellectual support systems / Proc.of International Conf. on Informatics and Cjntrol, St. Petersburg, 9-13 June, 1997. (rus)

4. **Iaroshenko A.V.** Avtomatizatsiia vosstanovleniia rabotosposobnosti sistem slozhnoi struktury / Avtomatika i telemekhanika. –2002. – №7. (rus)
5. **Iaroshenko A.V.** Metod koordinirovannykh perekliuchanii. – St. Petersburg: VMA, 1999. (rus)
6. **Kholodnykh P.V.** Logiko-matematicheskaiia model' strukturno-slozhnoi tekhnicheskoi sistemy i ee primeneniie / Nauchno-tekhnicheskiiie vedomosti SPbGPU. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie. – 2011. – № 2 (120). –S. 151–156. (rus)
7. **Riabiniin I.A.** Logiko-veroiatnostnoie ischislenie kak apparat issledovaniia nadezhnosti i bezopasnosti strukturno-slozhnykh sistem. Avtomatika i telemekhanika. –2003. –№ 7. (rus)

УДК 519.2

Н.В. Данилова, Т.А. Гробер
Ростов-на-Дону, Россия

ОПРЕДЕЛЕНИЕ СПРАВЕДЛИВОЙ ЦЕНЫ ДЛЯ ОДНОЙ МОДЕЛИ (B, S)-РЫНКА С ДИВИДЕНДАМИ

N.V. Danilova, T.A. Grober
Rostov-on-Don, Russia

THE FAIR PRICE CALCULATION FOR THE (B,S)-MARKET MODEL WITH DIVIDENDS

Рассмотрена диффузионная модель (B,S)-рынка со случайным переключением параметров и с дивидендами. Приведены три способа расчета справедливой цены Европейского опциона колл для «модели с коридором». ДИВИДЕНД. БИНАРНОЕ ДЕРЕВО. СПРАВЕДЛИВАЯ ЦЕНА. ОПЦИОН. ТЕОРЕМА ГИРСАНОВА.

In this paper the diffusion (B, S)-market model with stochastic changing of parameters and dividends is considered. Three ways of fair price calculating in the case of European call option for the «model with corridor» are described. DIVIDEND. BINARY TREE. FAIR PRICE. OPTION. GIRSANOV THEOREM.

С началом первых торгов на Чикагской бирже появляются работы, посвященные оцениванию специальных страховых финансовых инструментов – опционов. В 1973 г. Р. Мертон, Ф. Блэк и М. Шоулс рассмотрели стандартную диффузионную модель (B,S)-рынка и доказали формулу для рациональной (справедливой) стоимости опционов колл европейского типа. Идея авторов в вопросе о том, что следует понимать под справедливой ценой, состояла в том, что эта стоимость должна быть минимальной величиной начального капитала, которая дает продавцу опциона возможность построения хеджирующего портфеля [3]. В силу полноты рынка [4] мартингальная мера является единственной.

Стандартная модель основана на не слишком реалистичных предположениях и сильно упрощает действительность. В ней предполагается, что процентная ставка, коэффициенты изменчивости (волатильности) и роста являются постоянными. Также следует отметить т. н. смайл-эффект, который не объясняется стандартной (B,S)-моделью. Это привело к разнообразным ее обобщениям и усовершенствованиям.

В статье рассматривается диффузионная модель (B,S)-рынка, параметры которой изменяются в случайные марковские моменты времени

(«модель с коридором»). Приводятся три способа расчета справедливой цены [5] Европейского опциона колл при условии, что происходит выплата дивидендов от обладания акцией.

Описание модели. Постановка задачи. Алгоритмы решения

Рассмотрим следующую модель (B,S)-рынка:

$$\begin{cases} dS_t = S_t(\mu(S_t)dt + \sigma(S_t)dW_t) \\ dB_t = r(S_t)B_t dt \end{cases} \quad (1)$$
$$t \in [0, T]$$

Заданы начальные условия: $S_t|_{t=0} = S_0$, $B_t|_{t=0} = B_0$. Параметры $\mu(\cdot)$, $r(\cdot)$, $\sigma(\cdot) > 0$ удовлетворяют стандартным условиям существования строго марковского решения уравнения (1) относительно естественной фильтрации [9], порождаемой винеровским процессом W ($F_t = \sigma(W_s; s \leq t)$), F_0 состоит из двух событий – достоверного и невозможного, – и пополнено всеми событиями с нулевыми вероятностями).

Предположим, что от обладания акцией происходит выплата дивидендов. Более точно, это означает следующее. Если $S = (S_t)_{t \geq 0}$ – рыночная цена акции, то капитал $\tilde{S} = (\tilde{S}_t)_{t \geq 0}$ обладателя акций с учетом выплачиваемых дивидендов считается эво-

люционирующим (с учетом дисконтирования) в соответствии со следующим правилом [1]:

$$d\left(\frac{\tilde{S}_t}{B_t}\right) = d\left(\frac{S_t}{B_t}\right) + \delta(S_t)\frac{S_t}{B_t}dt. \quad (2)$$

Здесь $\delta(\cdot) \geq 0$ есть параметр, характеризующий интенсивность выплаты дивидендов.

Поскольку

$$d\left(\frac{S_t}{B_t}\right) = \frac{S_t}{B_t}((\mu(S_t) - r(S_t))dt + \sigma(S_t)dW_t), \quad (3)$$

то из (2)

$$d\left(\frac{\tilde{S}_t}{B_t}\right) = \frac{S_t}{B_t}((\mu(S_t) - r(S_t) + \delta(S_t))dt + \sigma(S_t)dW_t). \quad (4)$$

Процесс плотности мартингальной меры P^* относительно исходной меры P имеет вид:

$$Z_t = \exp\left(\int_0^t \frac{r(S_s) - \mu(S_s) - \delta(S_s)}{\sigma(S_s)} dW_s - \frac{1}{2} \int_0^t \left(\frac{r(S_s) - \mu(S_s) - \delta(S_s)}{\sigma(S_s)}\right)^2 ds\right). \quad (5)$$

Согласно теореме Гирсанова для диффузионных процессов процесс W_t^* , заданный следующим образом:

$$W_t^* = W_t - \int_0^t \frac{r(S_s) - \mu(S_s) - \delta(S_s)}{\sigma(S_s)} ds, \quad (6)$$

является винеровским процессом по мере P^* , и модель (1) имеет следующий вид:

$$\begin{cases} dS_t = S_t((r(S_t) - \delta(S_t))dt + \sigma(S_t)dW_t^*) \\ dB_t = r(S_t)B_t dt \end{cases} \quad (7) \quad t \in [0, T]$$

Процесс $\left(\frac{S_t}{B_t}\right)_{t \geq 0}$ является мартингалом по мере P^* , и мера P^* единственна.

Рассмотрим задачу:

$$\min_{\gamma} X_0 \quad (8)$$

при ограничениях $d\left(\frac{X_t}{B_t}\right) = \gamma_t d\left(\frac{S_t}{B_t}\right)$, $X_T \geq f_T$, X – адаптированный процесс, γ – предсказуемый процесс относительно фильтрации F .

В случае единственности мартингальной меры решение этой задачи имеет следующий вид:

$$X_t = B_t E^* \left(\frac{f(S_T)}{B_T} / F_t \right), \quad (9)$$

Рассмотрим процесс

$$Y_t(S_t) = B_t E^* \left(\frac{f(S_T(S_t))}{B_T} \right). \quad (10)$$

Тогда из строго марковского свойства винеровского процесса следует, что $\text{Law}(Y_t) = \text{Law}(X_t)$.

Пусть в марковские моменты остановки [6] $t = \tau_0 \leq \tau_1 \leq \tau_2 \leq \dots \leq \tau_N \leq T$ происходит переключение параметров σ, r, δ следующим образом: если $s \in [\tau_i, \tau_{i+1})$, то параметры модели $\hat{\sigma}_i, \hat{r}_i, \hat{\delta}_i, i = 0, \dots, N$. Для удобства изложения положим $\tau_{N+1} = \tau_{N+2} = \dots = T$.

Пусть

$$f(S_T) = \max(S_T - K, 0), \quad (11)$$

то есть в качестве финансового обязательства рассмотрим Европейский опцион колл с контрактной ценой K .

Теорема 1. Решение задачи (8) для модели (7) с переключением параметров и с функцией f , задаваемой формулой (11), имеет вид:

$$X_t = S_t E^* \left(\Phi \left(\frac{-d(\tau_1, \dots, \tau_N) + \chi^2(\tau_1, \dots, \tau_N)}{\chi(\tau_1, \dots, \tau_N)} \right) \right) - KE^* \left(\frac{B_t}{B_T} \Phi \left(-\frac{d(\tau_1, \dots, \tau_N)}{\chi(\tau_1, \dots, \tau_N)} \right) \right), \quad (12)$$

где

$$d(\tau_1, \dots, \tau_N) = \ln \left(\frac{K}{S_t} \right) -$$

$$- \sum_{k=1}^N \eta_{k-1}(\tau_k - \tau_{k-1}) - \eta_N(T - \tau_N),$$

$$\chi(\tau_1, \dots, \tau_N) = \sqrt{\sum_{k=1}^N \hat{\sigma}_{k-1}^2(\tau_k - \tau_{k-1}) + \hat{\sigma}_N^2(T - \tau_N)},$$

$$\eta_i = \hat{r}_i - \hat{\delta}_i - \frac{\hat{\sigma}_i^2}{2}, \quad i = 0, \dots, N;$$

$$\Phi(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_{-\infty}^x e^{-t^2/2} dt.$$

Рассмотрим «коридор» $[M_0(t), M_1(t)]$, где $M_0(t), M_1(t)$ – некоторые заданные функции от времени. Как только процесс S достигает границ данного «коридора», коэффициент тренда $r - \delta - \frac{\sigma^2}{2}$ изменяет знак так, чтобы процесс S оставался по возможности в пределах данного «коридора».

Изменение знака тренда происходит за счет переключения процентной ставки r с $\hat{r}_1$ на $\hat{r}_2$,

волатильности σ с $\hat{\sigma}_1$ на $\hat{\sigma}_2$ и интенсивности выплаты дивидендов δ с $\hat{\delta}_1$ на $\hat{\delta}_2$ так, чтобы $\hat{r}_1 - \hat{\delta}_1 - \frac{\hat{\sigma}_1^2}{2} > 0$, $\hat{r}_2 - \hat{\delta}_2 - \frac{\hat{\sigma}_2^2}{2} < 0$.

Моменты остановки можно определить следующим образом:

$$\begin{aligned}\tau_1 &= \inf\{t \leq s \leq T : S_s = M_1(s)\}, \\ \tau_2 &= \inf\{\tau_1 \leq s \leq T : S_s = M_0(s)\}\end{aligned}\quad (13)$$

и т. д. до τ_N .

Пусть

$$p^*(x_1, x_2) = \begin{cases} I_0(x_1, x_2), & \text{если } t \leq x_1 \leq T, \quad x_1 \leq x_2 \leq T \\ I_1(x_1), & \text{если } t \leq x_1 \leq T, \quad x_2 = T \\ I_2, & \text{если } x_1 = x_2 = T \end{cases}, \quad (15)$$

где

$$\begin{aligned}\sqrt{a_1} &= \frac{1}{\hat{\sigma}_1} \left(\hat{r}_1 - \hat{\delta}_1 - \frac{\hat{\sigma}_1^2}{2} - d \right) > 0, \\ \sqrt{b_1} &= \frac{1}{\hat{\sigma}_1} \ln \left(\frac{c_1 e^{dt}}{S_t} \right) > 0, \\ \sqrt{a_2} &= -\frac{1}{\hat{\sigma}_2} \left(\hat{r}_2 - \hat{\delta}_2 - \frac{\hat{\sigma}_2^2}{2} - d \right) > 0, \\ \sqrt{b_2} &= -\frac{1}{\hat{\sigma}_2} \ln \left(\frac{c_0}{c_1} \right) > 0, \\ I_0(x_1, x_2) &= g(a_1, b_1, x_1) \cdot g(a_2, b_2, x_2 - x_1), \\ I_1(x_1) &= g(a_1, b_1, x_1) \int_T^\infty g(a_2, b_2, x_2 - x_1) dx_2, \\ I_2 &= \int_T^\infty g(a_1, b_1, x_1) dx_1.\end{aligned}$$

Заметим, что при расширении «коридора» справедливая цена сходится к следующему значению:

$$\begin{aligned}C &= S_0 e^{-\hat{\delta}_1 T} \Phi \left(\frac{\ln \left(\frac{S_0}{K} \right) + T \left(\hat{r}_1 - \hat{\delta}_1 + \frac{\hat{\sigma}_1^2}{2} \right)}{\hat{\sigma}_1 \sqrt{T}} \right) - \\ &- K e^{-\hat{r}_1 T} \Phi \left(\frac{\ln \left(\frac{S_0}{K} \right) + T \left(\hat{r}_1 - \hat{\delta}_1 - \frac{\hat{\sigma}_1^2}{2} \right)}{\hat{\sigma}_1 \sqrt{T}} \right),\end{aligned}\quad (16)$$

$$M_0(t) = c_0 e^{dt}, \quad (14)$$

$$M_1(t) = c_1 e^{dt},$$

$$0 \leq d < \hat{r}_1 - \hat{\delta}_1 - \frac{\hat{\sigma}_1^2}{2},$$

$$c_1 e^{dt} > S_t,$$

$$c_0 < c_1.$$

Теорема 2. Пусть $N = 2$, тогда мартингальная плотность распределения [8] моментов остановки (τ_1, τ_2) имеет вид:

т. е. вычисленному при условии, что параметры модели $\hat{r}_1, \hat{\delta}_1, \hat{\sigma}_1$.

Способ нахождения справедливой цены для «модели с коридором», основанный на теоремах 1 и 2, назовем *аналитическим методом*.

Рассмотрим дискретную аппроксимацию модели (7):

$$\Delta S_n = S_{n-1} (r_n - \delta_n + \sigma_n \varepsilon_n^*), \quad (17)$$

$$\Delta B_n = B_{n-1} r_n,$$

$$n = 1, \dots, \hat{N},$$

где $\varepsilon_n^* \in \{-1, 1\}$ и $P^*(\varepsilon_n^* = 1) = P^*(\varepsilon_n^* = -1)$. Заметим, что полученный рынок является полным и безарбитражным [7].

Задача (8) имеет вид:

$$\min_{\gamma} \hat{X}_0 \quad (18)$$

при ограничениях $\Delta \left(\frac{\hat{X}_n}{B_n} \right) = \gamma_n \Delta \left(\frac{S_n}{B_n} \right)$, $\hat{X}_{\hat{N}} \geq f_{\hat{N}}$, $\hat{X}$ – адаптированный процесс, γ – предсказуемый процесс относительно фильтрации F .

В силу единственности мартингальной меры решение задачи (18) имеет вид:

$$\hat{X}_{n-1} = B_{n-1} E^* \left(\frac{f_{\hat{N}}}{B_{\hat{N}}} / F_{n-1} \right). \quad (19)$$

Теорема 3. Рассмотрим модель, представленную формулами (17). Требуется решить задачу (18). Пусть $\hat{X}_{\hat{N}} = f_{\hat{N}}(S_{\hat{N}}) = g_{\hat{N}}(S_{\hat{N}})$. Тогда

$$\begin{aligned}\hat{X}_{n-1} &= g_{n-1}(S_{n-1}) = \frac{1}{2(1+r_n)} (g_n(S_{n-1}(1+r_n - \\ &- \delta_n + \sigma_n)) + g_n(S_{n-1}(1+r_n - \delta_n - \sigma_n))),\end{aligned}\quad (20)$$

$$n = 1, \dots, \hat{N}.$$

Способ нахождения справедливой цены для «модели с коридором», основанный на теореме 3, назовем *методом дискретной аппроксимации*.

В третьем способе нахождения справедливой цены для «модели с коридором» производится расчет математических ожиданий в теореме 2 с помощью метода Монте-Карло. Алгоритм расчета имеет следующий вид.

Для достаточно большого числа экспериментов $-L$ (популяций процесса S) необходимо:

1. Произвести дискретизацию процесса S согласно следующей формуле:

$$S_i = S_{i-1} \exp \left(\left(r(S_{i-1}) - \delta(S_{i-1}) - \frac{\sigma^2(S_{i-1})}{2} \right) h + \sigma(S_{i-1}) \varepsilon_i \sqrt{h} \right), \quad (21)$$

где $S_0 = S_t$, $h = \frac{T-t}{\hat{N}}$, $i = 1, \dots, \hat{N}$. Случайные величины $\varepsilon_i \sim N(0,1)$ генерируются согласно адаптивному алгоритму, приведенному в [2].

Произвести дискретизацию процесса B согласно следующей формуле:

$$B_i = B_{i-1} \exp(r(S_{i-1}) \cdot h), B_0 = B_t, i = 1, \dots, \hat{N}. \quad (22)$$

2. Определить моменты остановки: $\tau_1 = \inf_{0 \leq i \leq \hat{N}} (S_i \geq M_1(ih))h$, $\tau_2 = \inf_{\frac{\tau_1}{h} \leq i \leq \hat{N}} (S_i \leq M_0(ih))h$.

3. Зная (τ_1, τ_2) , следует вычислить интегралы из формулы (12) с помощью численных методов.

4. Найти справедливую цену финансового обязательства:

$$\tilde{X}_t = S_t \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \Phi \left(\frac{-d(\tau_1^i, \tau_2^i) + \chi^2(\tau_1^i, \tau_2^i)}{\chi(\tau_1^i, \tau_2^i)} \right) - K \frac{1}{L} \sum_{i=1}^L \frac{B_i}{B_T(B_i; \tau_1^i, \tau_2^i)} \Phi \left(-\frac{d(\tau_1^i, \tau_2^i)}{\chi(\tau_1^i, \tau_2^i)} \right).$$

Пример. Начальные данные имеют вид:

$$\hat{N} = 1000, N = 2, K = 3, S_0 = 6, B_0 = 1, \hat{r}_1 = 0,15, \hat{\sigma}_1 = 0,25, \hat{r}_2 = 0,35, \hat{\sigma}_2 = 0,45, \hat{\delta}_1 = 0,5, \hat{\delta}_2 = 0,6, L = 1000, T = 1, t = 0, c_1 = 5, c_2 = 7, d = 0.$$

В методе дискретной аппроксимации

$$\hat{r}_1 := \frac{T\hat{r}_1}{\hat{N}}, \hat{r}_2 := \frac{T\hat{r}_2}{\hat{N}}, \hat{\sigma}_1 := \frac{\sqrt{T}\hat{\sigma}_1}{\sqrt{\hat{N}}}, \hat{\sigma}_2 := \frac{\sqrt{T}\hat{\sigma}_2}{\sqrt{\hat{N}}}, \hat{\delta}_1 := \frac{T\hat{\delta}_1}{\hat{N}}, \hat{\delta}_2 := \frac{T\hat{\delta}_2}{\hat{N}}.$$

Тогда $X_0 \approx 3,56, \tilde{X}_0 \approx 3,57, \tilde{X}_0 \approx 3,58$.

Отметим, что при расширении «коридора» справедливые цены сходятся к значению $C \approx 3,42$, которое совпадает со значением, полученным по формуле (16).

В статье рассмотрена диффузионная модель (B,S)-рынка со случайным переключением параметров и с дивидендами. Приведены три способа расчета справедливой цены Европейского опциона колл для «модели с коридором»: аналитический метод, метод дискретной аппроксимации, метод Монте-Карло. Показано, что при расширении «коридора» справедливые цены сходятся к значению, соответствующему ситуации, когда параметры в модели не изменяются.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Ширяев, А.Н.** Основы стохастической финансовой математики [Текст] / А.Н. Ширяев. –М.: ФАЗИС, 2004. –1056 с.
2. **Белявский, Г.И.** Диффузионные модели со случайным переключением параметров. Расчеты и финансовые приложения [Текст] / Г.И. Белявский, Н.В. Данилова. –LAMBERT Academic Publishing, 2012. –122 с.
3. **Белявский, Г.И.** Среднеквадратичное хеджирование для одной модели неполного рынка с двумя источниками случайности [Текст] / Г.И. Белявский, Н.В. Данилова // Вестник РГУПС. –2009. –№ 3. –129 с.
4. **Белявский, Г.И.** Расчеты для общей бинарной модели (B, S)-рынка [Текст] / Г.И. Белявский, Н.В. Данилова, Т.Н. Кондратьева // Обзорение прикладной и промышленной математики. –2009. –Т. 16. Вып. 6. –982 с.
5. **Белявский, Г.И.** Алгоритм расчета безарбитражной

ной цены финансового обязательства на основе дискретизации процессов Леви [Текст] / Г.И. Белявский, Н.Д. Никоненко // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. –2012. –№ 3 (150). –56 с.

6. **Белявский, Г.И.** Задача о рандомизированной остановке при среднеквадратичном хеджировании [Текст] / Г.И. Белявский, Н.Д. Никоненко // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. –2011. –№ 4 (128). –91 с.

7. **Павлов, И.В.** О хааровских расширениях безарбитражных финансовых рынков до безарбитражных и полных [Текст] / И.В. Павлов, М.Н. Богачева // Изв. высших учебных заведений. Северо-Кавказский регион. Естественные науки. –2002. –№ 3. –16 с.

8. **Данилов, В.А.** Двухмерная плотность вероятности модуля случайного вектора с гауссовскими

компонентами [Текст] / В.А. Данилов, О.С. Лабуныко, Д.И. Касымов // Радиотехника. –2004. –№ 4.

9. Данилов, В.А. Вероятностное моделирование

негауссовских случайных процессов со спектром узкополосного типа [Текст] / В.А. Данилов // Радиотехника и электроника. –1996. –№ 8.

REFERENCES

1. Shiriaev A.N. Osnovy stokhasticheskoi finansovoi matematiki. –Moscow: FAZIS, 2004. –1056 s. (rus)

2. Beliaevskii G.I., Danilova N.V. Diffuzionnye modeli so sluchainym perekliucheniem parametrov. Raschety i finansovye prilozheniia. – LAMBERT Academic Publishing, 2012. –122 s. (rus)

3. Beliaevskii G.I., Danilova N.V. Srednekvadratichtnoe khedzhirovanie dlia odnoi modeli nepolnogo rynka s dvumia istochnikami sluchainosti / Vestnik RGUPS. –2009. –№ 3. –S. 129. (rus)

4. Beliaevskii G.I., Danilova N.V., Kondrat'eva T.N. Raschety dlia obshchei binarnoi modeli (B,S)-rynka / Obozrenie prikladnoi i promyshlennoi matematiki. –2009. –T. 16. –Vyp.6. –S. 982. (rus)

5. Beliaevskii G.I., Nikonenko N.D. Algoritm rascheta bezarbitrazhnoi tseny finansovogo obiazatel'stva na osnove diskretizatsii protsessov Levi / Nauchno-tekhnicheskie vedomosti SPbGPU. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie. –2012. –№ 3(150). –S. 56. (rus)

6. Beliaevskii G.I., Nikonenko N.D. Zadacha o randomizirovannoi ostanovke pri srednekvadratichtnom khedzhirovanii / Nauchno-tekhnicheskie vedomosti SPbGPU. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie. –2011. –№ 4 (128). –S. 91. (rus)

7. Pavlov I.V., Bogacheva M.N. O khaarovskikh rasshireniiakh bezarbitrazhnykh finansovykh rynkov do bezarbitrazhnykh i polnykh / Izvestiia vysshikh uchebnykh zavedenii; Severo-Kavkazskii region. Estestvennye nauki. –2002. –№ 3. –S. 16. (rus)

8. Danilov V.A., Labun'ko O.S., Kasymov D.I. Dvukhmernaia plotnost' veroiatnosti modul'ia sluchainogo vektora s gaussovskimi komponentami / Radiotekhnika. –2004. –№ 4. (rus)

9. Danilov V.A. Veroiatnostnoe modelirovanie negaussovskikh sluchainykh protsessov so spektrom uzkopolosnogo tipa / Radiotekhnika i elektronika. –1996. –№ 8. (rus)

УДК 519.876.5:004.94:576.3.08

*И.А. Веренинов, А.А. Веренинов
Санкт-Петербург, Россия*

АЛГОРИТМЫ КОМПЬЮТЕРНОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ ПЕРЕНОСА ИОНОВ В КЛЕТКАХ

*I.A. Vereninov, A.A. Vereninov
St.-Petersburg, Russia*

ALGORITHMMS OF COMPUTER MODELLING OF ION INTERACTION IN CELLS

Предложены методы компьютерного моделирования переноса ионов через клеточную мембрану при наличии в ней ионных каналов и переносчиков разного типа, применимые к условиям как стационарного, так и нестационарного распределения ионов между клетками и средой.

АЛГОРИТМЫ. КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ. ПЕРЕНОС ИОНОВ В КЛЕТКАХ. ДИФФЕРЕНЦИАЛЬНЫЕ УРАВНЕНИЯ. НЕСТАЦИОНАРНЫЕ ПРОЦЕССЫ.

New algorithms of the computer modelling of ions interaction through the cellular membrane at presence in it of ionic channels and carriers of different type, applied to processes of stationary and non-stationary distribution of ions between cells and environment are offered.

ALGORITHMMS. COMPUTER MODELLING. CARRY OF IONS TO CELLS. DIFFERENTIAL EQUATION. NON-STATIONARY PROCESSES.

Перенос ионов через клеточную мембрану, играющий ключевую роль в генерации разности электрических потенциалов на мембране, определяется состоянием имеющихся в мембране переносчиков и ионных каналов. Ввиду их многообразия расчет процессов, связанных с перемещением ионов в клетку или из клетки, представляет значительные математические трудности и требует применения численных методов. В литературе имеются работы, в которых методом математического моделирования исследована зависимость потока однозарядных ионов через клеточную мембрану от состояния переносчиков и каналов лишь в относительно простых случаях и, как правило, в условиях баланса потоков иона каждого вида в клетку и из клетки [1–4]. В работе [5] приводятся кривые переходных процессов в клетках, но не учитывается один из важных видов переноса ионов, при котором имеет место симпорт, т. е. сопряженный перенос ионов разного вида в одном тракте. Уравнения нестационарных процессов при этом также не приводятся.

Ввиду сказанного предлагается корректно

поставить задачу в самом общем виде, начиная с описания нестационарных процессов, в котором учитывалось бы наличие в клеточной мембране механизмов переноса разного типа. При этом следует разработать процедуру численной реализации этих процессов во всем диапазоне значений параметров известных типов животных клеток.

Кроме того, самостоятельный интерес представляет постановка в общем виде задачи о стационарной зависимости градиентов электрохимического потенциала однозарядных ионов на клеточной мембране, заряда, фиксированного в клетке, и осмотического баланса между клеткой и средой от состояния переносчиков и каналов в мембране, а также разработка универсального метода решения этой задачи.

Нестационарная модель

В настоящей статье используются уравнения нестационарной модели ионных потоков через клеточную мембрану с правой частью, заимствованной из [3]:

$$\frac{dNa_i}{dt} = p_{Na} u \frac{[Na]_i \exp(u) - [Na]_0}{g} - \beta[Na]_i +$$

$$+ I_{NC}(1 - f_{NC}) + I_{NKCC}(1 - f_{NKCC}) = f_{Na}, \quad (1)$$

$$\frac{dK_i}{dt} = p_K u \frac{[K]_i \exp(u) - [K]_0}{g} +$$

$$+ \beta[Na]_i / \gamma + I_{NKCC}(1 - f_{NKCC}) = f_K, \quad (2)$$

$$\frac{dCl_i}{dt} = p_{Cl} u \frac{[Cl]_i - [Cl]_0 \exp(u)}{g} +$$

$$+ I_{NC}(1 - f_{NC}) + 2I_{NKCC}(1 - f_{NKCC}) = f_{Cl}, \quad (3)$$

где $f_{NC} = ([Na]_i[Cl]_i) / ([Na]_0[Cl]_0)$; $f_{NKCC} = ([Na]_i \times [K]_i[Cl]_i[Cl]_i) / ([Na]_0[K]_0[Cl]_0[Cl]_0)$; $g = 1 - \exp(u)$.

Помимо уравнений (1)–(3) в любой момент времени должны выполняться условия электро-нейтральности:

$$[Na]_i + [K]_i - [Cl]_i + \frac{zA}{v} = 0 \quad (4)$$

и осмотического баланса:

$$[Na]_i + [K]_i + [Cl]_i + \frac{A}{v} =$$

$$= [Na]_0 + [K]_0 + [Cl]_0 + B_0. \quad (5)$$

В выражениях (1)–(5) использованы следующие обозначения:

$[Na]_i, [K]_i, [Cl]_i$ – концентрации натрия, калия и хлора во внутриклеточной воде;

$[Na]_0, [K]_0, [Cl]_0$ – те же концентрации вне клетки;

Na_i, K_i, Cl_i – количество ионов внутри клетки;

v – объем внутриклеточной воды;

z, A – заряд и, соответственно, количество внутриклеточных осмолитов, не проникающих через мембрану;

u – безразмерный мембранный потенциал;

B_0 – концентрация незаряженных осмолитов в среде.

Первые члены в правых частях уравнений (1)–(3) представляют собой диффузионные потоки через каналы, где p_{Na}, p_K, p_{Cl} – это коэффициенты проницаемости каналов для соответствующих ионов [1].

Члены $\beta[Na]_i$ и $\beta[Na]_i/\gamma$ в уравнениях (1) и (2) отражают выходной поток Na^+ и входной поток K^+ через Na/K насос. Принято, что $\gamma = 1,5$,

т. е. поток K^+ через насос в 1,5 раза меньше потока Na^+ . Входной поток Na^+ и входной поток Cl^- со стехиометрией 1:1 при симпорте NC в уравнениях (1) и (3) представлены слагаемым с множителем I_{NC} . Слагаемые с множителем I_{NKCC} – это входной поток Na^+ , равный ему входной поток K^+ и входной поток Cl^- при симпорте NKCC, для которого характерна стехиометрия 1:1:2 [1].

Специфика исходной модели (1)–(5) состоит в следующем.

1. В уравнениях (1)–(3) слева записаны производные по времени от количества ионов внутри клетки, а справа в качестве искоемых функций используются концентрации тех же внутриклеточных компонентов. Это, с одной стороны, оправдывает «поточный» подход к записи уравнений, поскольку скорость изменения количества ионов внутри клетки и есть поток ионов через мембрану, а, с другой стороны, требует замены переменных Na_i, K_i, Cl_i на $[Na]_i, [K]_i, [Cl]_i$, принимая во внимание объем клетки:

$$Na_i = [Na]_i v;$$

$$K_i = [K]_i v;$$

$$Cl_i = [Cl]_i v, \quad (6)$$

где v – объем внутриклеточной воды.

2. Равенства (4) и (5) должны выполняться всегда. Поэтому при исследовании модели необходимо задавать начальные значения по концентрациям и объему, при которых они выполняются.

3. В этой модели зависимости потенциала u от других переменных и параметров в явном виде не приведены. Поэтому для корректной математической постановки задачи модель (1)–(5) необходимо преобразовать. После умножения (4) на объем v и дифференцирования по времени полученного выражения с учетом постоянства слагаемого zA получается связь производных от количества ионов в клетке:

$$\frac{dK_i}{dt} + \frac{dNa_i}{dt} - \frac{dCl_i}{dt} = 0 \quad (7)$$

или

$$f_{Na} + f_K - f_{Cl} = 0.$$

С учетом (1)–(3) из (7) получается трансцендентное уравнение для потенциала u :

$$F(u) = \exp(u) - \frac{p_{Na}[Na]_0 + p_K[K]_0 + p_{Cl}[Cl]_i + \beta[Na]_i(1 - 1/\gamma)/u}{p_{Na}[Na]_i + p_K[K]_i + p_{Cl}[Cl]_0 + \beta[Na]_i(1 - 1/\gamma)/u} = 0 \quad (8)$$

Это уравнение совпадает с уравнением, полученным ранее [5] для частного случая отсутствия импортных потоков, когда $I_{\text{NC}} = 0, I_{\text{NKCC}} = 0$. Оказывается, что и в общем случае, при наличии импортных потоков, связь потенциала u с концентрациями и параметрами системы остается без изменений и подчиняется уравнению (8).

Из (4) и (5) следует зависимость, справедливая как в стационарных, так и в нестационарных условиях:

$$[\text{Cl}]_i = ([\text{Na}]_i + [\text{K}]_i) \frac{1-z}{1+z} + ([\text{Na}]_0 + [\text{K}]_0 + [\text{Cl}]_0 + B_0) \frac{z}{1+z}. \quad (9)$$

Поэтому достаточно вычислять значения искомых концентраций $[\text{Na}]_i(t)$ и $[\text{K}]_i(t)$, а внутриклеточную концентрацию $[\text{Cl}]_i(t)$ получать из (9).

Из (6) с учетом того, что объем клетки $V(t)$ зависит от времени, получаются выражения для производных от количества ионов калия и натрия в клеточном объеме:

$$\begin{aligned} \frac{d(\text{Na}_i)}{dt} &= V \frac{d[\text{Na}]_i}{dt} + [\text{Na}]_i \frac{dV}{dt}; \\ \frac{d(\text{K}_i)}{dt} &= V \frac{d[\text{K}]_i}{dt} + [\text{K}]_i \frac{dV}{dt}. \end{aligned} \quad (10)$$

Окончательно дифференциальные уравнения для $[\text{Na}]_i(t)$ и $[\text{K}]_i(t)$, получающиеся из (1), (2), (10), приобретают вид:

$$\begin{aligned} \frac{d[\text{Na}]_i}{dt} &= \frac{f_{\text{Na}}}{V} \left(1 - \frac{[\text{Na}]_i}{S_0}\right) - \frac{[\text{Na}]_i}{VS_0} (f_{\text{K}} + f_{\text{Cl}}), \\ \frac{d[\text{K}]_i}{dt} &= \frac{f_{\text{K}}}{V} \left(1 - \frac{[\text{K}]_i}{S_0}\right) - \frac{[\text{K}]_i}{VS_0} (f_{\text{Na}} + f_{\text{Cl}}), \end{aligned} \quad (11)$$

где $S_0 = [\text{Na}]_0 + [\text{K}]_0 + [\text{Cl}]_0 + B_0$.

Объем v вычисляется в любой момент времени из (4):

$$v = zA / ([\text{Cl}]_i - [\text{Na}]_i - [\text{K}]_i). \quad (12)$$

Таким образом, для моделирования изменения распределения ионов между клеткой и средой необходимо решать задачу Коши для системы (11). При этом на каждом шаге численного интегрирования необходимо вычислять концентрацию $[\text{Cl}]_i$ из (9), объем v из (12), а потенциал u из (8).

Трансцендентное уравнение (8) решается в два этапа. Вначале находятся значения потенциала u , при которых функция $F(u)$ переходит через нуль в области физически обоснованных значе-

ний u . А затем применяется процедура ZEROIN уточнения корней из стандартного вычислительного пакета FMM [6].

Как показал длительный опыт реализации модели (8), (9), (11), (12), для численного интегрирования достаточно применять явный метод Эйлера. Контроль достижения стационарных значений всех концентраций осуществляется выводом значений производных натрия и калия $\frac{d[\text{Na}]_i}{dt}$ и $\frac{d[\text{K}]_i}{dt}$, а также вычисляемого значения производных по хлору

$$\frac{d[\text{Cl}]_i}{dt} = \frac{f_{\text{Cl}}}{V} \left(1 - \frac{[\text{Cl}]_i}{S_0}\right) - \frac{[\text{Cl}]_i}{VS_0} (f_{\text{Na}} + f_{\text{K}}). \quad (13)$$

При моделировании нестационарных процессов в качестве начальных условий по концентрациям можно задавать любые стационарные или нестационарные значения, однако должны быть обязательно соблюдены условия (4), (5) и (9). Например, при исследовании переходного процесса с другими значениями внешних концентраций $[\text{Na}]_0, [\text{K}]_0, [\text{Cl}]_0$ необходимо пересчитать объем v и начальные внутриклеточные концентрации по формулам

$$\begin{aligned} V &= V_c S_{0c} / S_{0n}, \\ [\text{Na}]_{in} &= [\text{Na}]_{ic} V_c / V, \\ [\text{K}]_{in} &= [\text{K}]_{ic} V_c / V, \\ [\text{Cl}]_{in} &= [\text{Cl}]_{ic} V_c / V, \end{aligned} \quad (14)$$

где индекс «с» означает старое стационарное значение; «н» – новое, начиная с которого исследуется переходной процесс; $S_{0n} = [\text{Na}]_{0n} + [\text{K}]_{0n} + [\text{Cl}]_{0n} + B_0$ – это сумма новых значений внешних концентраций.

В стационарном состоянии клетки суммарный поток ионов каждого вида в клетку и из клетки по всем каналам и переносчикам равен нулю.

Стационарная модель

Стационарная модель является частным случаем нестационарной. При этом по-прежнему должны выполняться условия (4) и (5), а также условия

$$\begin{aligned} f_{\text{Na}} &= F_1 = 0, \\ f_{\text{K}} &= F_2 = 0, \\ f_{\text{Cl}} &= F_3 = 0. \end{aligned} \quad (15)$$

Систему (15) можно рассматривать как систему нелинейных уравнений относительно значений концентраций натрия и калия и потенциала

$[Na]_i, [K]_i, u$ (концентрация хлора по-прежнему может вычисляться из (9)). Вычисляя эти величины из системы (15), можно решать важные для исследователя задачи, в частности, получить:

1) зависимость стационарных потоков (слагаемые в правых частях (1)–(3)) от изменения любого из параметров $p_{Na}, p_K, p_{Cl}, \beta, \gamma, z, I_{NC}, I_{NKCC}$, либо от любого комплекса параметров, например, от p_{Na} / β и др.;

2) зависимость разности потенциалов u , объема клетки v , отношения концентраций натрия и калия или любых других характеристик процесса от перечисленных выше параметров.

В общем случае математическая постановка стационарной задачи состоит в следующем.

Дана система трансцендентных уравнений вида

$$F(W, P) = 0, \quad (16)$$

где

$$F = \begin{bmatrix} f_{Na}(W, P) \\ f_K(W, P) \\ f_{Cl}(W, P) \end{bmatrix}, \quad W = \begin{bmatrix} u(p) \\ [Na]_i(p) \\ [K]_i(p) \end{bmatrix}, \quad P = \begin{bmatrix} p_{Na} \\ p_K \\ p_{Cl} \\ \beta \\ \gamma \\ z \\ I_{NC} \\ I_{NKCC} \\ S_0 \end{bmatrix}.$$

Требуется найти зависимость вектора искомых величин W от любого из компонентов вектора параметров P при известных начальных значениях $W(p_{j0})$, изменяя значения параметра в пределах $p_{j0} \leq p_j \leq p_{jk}$. Здесь индекс j – номер компонента вектора P , второй нижний индекс «0» означает начальное, а индекс k – конечное значение варьируемого j -го компонента вектора P . Рассмотрим конкретный пример варьирования параметра $m = p_{Na} / \beta$.

Пусть требуется найти зависимость стационарных значений переменных $u, [Na]_i, [K]_i$ от параметра m . Тогда система (15) запишется в виде:

$$\begin{aligned} F_1(m, u, [Na]_i, [K]_i, p) &= 0, \\ F_2(m, u, [Na]_i, [K]_i, p) &= 0, \\ F_3(m, u, [Na]_i, [K]_i, p) &= 0. \end{aligned} \quad (17)$$

Продифференцируем (17) по параметру m и, учитывая явную и неявную зависимость этих

уравнений от параметра, получим систему трех уравнений вида:

$$\frac{\partial F_k}{\partial u} \frac{du}{dm} + \frac{\partial F_k}{\partial [Na]_i} \frac{d[Na]_i}{dm} + \frac{\partial F_k}{\partial [K]_i} \frac{d[K]_i}{dm} = -F'_k(m) \quad (18)$$

$$k = \overline{1, 3}.$$

Система (18) представляет собой систему линейных алгебраических уравнений относительно производных по интересующему исследователя параметру m . Матрица этой системы зависит от вектора параметров P , искомых переменных $u, [Na]_i, [K]_i$, поэтому должна пересчитываться при изменении указанных величин.

Таким образом, алгоритм получения зависимостей $u(m), [Na]_i(m), [K]_i(m)$ состоит из следующих этапов.

1. Задается начальное значение параметра $m = p_{j0}$ при начальных значениях остальных компонентов вектора P и искомых функциях $u(m), [Na]_i(m), [K]_i(m)$.

2. Вычисляются числовые коэффициенты матрицы системы (18).

3. Решается система линейных уравнений относительно производных $\frac{du}{dm}, \frac{d[Na]_i}{dm}, \frac{d[K]_i}{dm}$.

4. Применяется любой метод численного интегрирования обыкновенных дифференциальных уравнений при заданном шаге по параметру m , находят новые значения интегрируемых функций $u(m), [Na]_i(m), [K]_i(m)$ и параметр m изменяется на величину заданного шага.

5. Пункты 2–4 повторяются вплоть до конечного значения $m = p_{jk}$.

Для решения системы линейных алгебраических уравнений (18) применялись процедуры DECOMP и SOLVE из пакета вычислительных программ FMM [6]. Для гарантии достаточной точности получения интересующих зависимостей необходимо контролировать число обусловленности COND матрицы системы (18), что предусмотрено процедурой DECOMP, варьировать шаг численного интегрирования по параметру m , а также выводить невязки (15).

Начальные значения $u, [Na]_i, [K]_i$ задаются из стационарных значений этих переменных, полученных при начальном значении компонента $m = p_{j0}$ вектора P .

Если в процессе получения искомых зависимостей от какого-либо параметра невязки (15) растут или велики, это значит, что шаг интегрирования по параметру выбран неверно, либо на-

чальные условия дают большие невязки, либо матрица системы (18) стала плохо обусловленной. В этом случае надо полученные значения u , $[Na]$, $[K]$, вставить в уравнения нестационарной модели, получить более точные значения в установившемся режиме и запустить стационарную модель снова.

Изложенная выше методика позволяет получать *любые* интересующие исследователя зависимости от *любого* параметра или комплекса параметров модели с заданной гарантированной точностью. При этом предварительно надо построить функциональную матрицу системы (18) в зависимости от того, какой параметр или комплекс параметров варьируется.

На основе этой методики разработана серия программ, предназначенных для исследования нестационарных процессов и стационарных зависимостей, интересующих исследователей. Ниже приведены фрагменты выходных файлов двух таких программ. Первая программа служит для отыскания зависимости градиентов электрохимического потенциала на клеточной мембране трех наиболее биологически значимых ионов натрия, калия и хлора от состояния переносчиков и каналов в мембране, заряда, фиксированного в клетке, и осмотического баланса между клеткой и средой в условиях стационарного состояния системы.

В приведенном ниже фрагменте (листинг 1), иллюстрирующем результат работы этой программы, приведены (первые 5 строк) исходные

параметры и начальные стационарные значения концентраций и потенциала $U = 26,7 \cdot u$ (в милливольтах). Эти значения соответствуют начальной точке исследуемой зависимости от параметра $m = p_{na} / \beta$, и они должны удовлетворять стационарным уравнениям (15). Для проверки этого выводятся значения трех невязок в начальной точке $m = 0,05$. Если эти значения велики, необходимо их уточнить, используя значения, полученные из нестационарной модели в установившемся режиме. В приведенном примере выведены невязки только для первого и последнего значений варьируемого комплекса параметров m (в программе вывод осуществляется при всех значениях m). Как показал длительный опыт эксплуатации подобных программ, при невязках порядка 10^{-3} – 10^{-4} концентрации натрия na , калия k , хлора cl и потенциал U вычисляются с точностью, дающей столь же малые невязки и в конце таблицы по m , что подтверждается выведенными значениями невязок при $m = 0,14$. Здесь же выведено значение числа обусловленности матрицы системы (18) применительно к конкретной системе трансцендентных уравнений (15). Выведенное значение числа обусловленности COND свидетельствует о достаточно точном разрешении системы (18) относительно производных $\frac{du}{dm}$, $\frac{d[Na]}{dm}$, $\frac{d[K]}{dm}$ на каждом шаге интегрирования по m .

В результате работы программы по описанному алгоритму исследователь получает таблицу

```
Начальные данные
n0 k0 c0      U      n1      k1      c1      z1      pn      pk      pc
*150  5 155 -84.88  25.68 157.33 14.92 -1.50 0.050 3.330 0.035
inc  inkcc beta gamma hp
1.00  0.0 1.00 1.50 100
m= 0.05 U=-84.88 n1= 25.68 k1=157.33 c1= 14.92 hp= 100
невязки в начальной точке по параметру m
nev[1]= 3.26E-03 nev[2]=-1.52E-03 nev[3]= 5.43E-04
невязки в конечной точке по параметру m
nev[1]=-4.84E-03 nev[2]= 7.18E-04 nev[3]=-2.65E-03
cond= 1.6861677516E+02
Результаты
m 0.05 0.06 0.07 0.08 0.09 0.10 0.11 0.12 0.13 0.14
U -84.88-82.93 -81.06 -79.24 -77.49 -75.79 -74.14 -72.54 -70.99 -69.48
na 25.68 29.98 34.09 38.03 41.79 45.39 48.83 52.12 55.27 58.28
k 157.3 152.9 148.7 144.6 140.7 137.0 133.4 130.0 126.6 123.5
cl 14.92 15.58 16.22 16.87 17.55 18.24 18.94 19.66 20.39 21.14
V 8.92 8.97 9.01 9.05 9.09 9.14 9.19 9.24 9.29 9.34
```

Листинг 1. Стационарные зависимости потенциала U и концентраций ионов от параметра m

значений $U(m)$, $na(m)$, $k(m)$, $cl(m)$, на основании чего по известным формулам вычисляются любые другие интересующие исследователя характеристики стационарного процесса.

Второй фрагмент (листинг 2) иллюстрирует применение второй программы, предназначенной для исследования нестационарных процессов. В качестве примера выбран случай, когда характеризующий интенсивность работы Na/K насоса параметр β резко изменяется в момент $t = 0$ со

значения 1 до значения 0,05.

При изменении параметра β равновесие клетки со средой нарушается, и начинается переходный процесс, в котором искомые функции $U(t)$, $na(t)$, $k(t)$, $cl(t)$ изменяются вплоть до следующего стационарного состояния. При этом необходимо выводить значения производных системы $prna$, prk и $prcl$ (11) для контроля качества установления нового стационарного режима. Несмотря на то что уравнение для cl не интегрируется, и значе-

Начальные данные

na0	k0	cl0	pna	pk	pcl	beta	gamma	z	na	k	cl
150.00	5.00	155.00	0.050	3.330	0.035	0.05	1.50	-1.50	25.68	157.33	14.92
v	A	U	inc	inkcc	hp	B0					
0.00892	1.0	-84.88	1.0	0.0	10	0.00					

результаты

t	U	na	k	cl	v	prna	prk	prcl
0.0100	-78.14	50.83	132.14	15.12	0.008935	2380.0	-2384.735	23.548
0.0200	-73.56	72.99	109.92	15.44	0.008954	2081.5	-2089.194	38.431
0.0300	-68.78	92.18	90.64	15.91	0.008983	1787.4	-1798.298	54.116
0.0400	-63.86	108.47	74.22	16.54	0.009023	1500.6	-1514.810	70.614
0.0500	-58.89	121.95	60.58	17.34	0.009074	1225.3	-1242.901	87.672
0.0600	-54.02	132.77	49.57	18.31	0.009138	967.5	-988.460	104.644
0.0700	-49.44	141.14	40.97	19.44	0.009213	734.6	-758.758	120.464
0.0800	-45.35	147.36	34.50	20.72	0.009300	534.2	-561.054	133.806
0.0900	-41.89	151.77	29.80	22.12	0.009397	371.6	-400.344	143.489
0.1000	-39.14	154.78	26.50	23.59	0.009501	247.5	-277.386	148.931
0.5000	-28.63	157.83	17.43	53.73	0.012339	-3.255	-3.078	31.665
1.0000	-27.27	156.90	16.61	62.47	0.013507	-1.014	-0.819	9.165
1.5000	-26.83	156.57	16.36	65.35	0.013942	-0.387	-0.298	3.422
2.0000	-26.66	156.45	16.26	66.47	0.014119	-0.158	-0.120	1.390
2.5000	-26.59	156.39	16.22	66.93	0.014193	-0.067	-0.050	0.583
3.0000	-26.56	156.37	16.20	67.13	0.014225	-0.028	-0.021	0.248
3.5000	-26.55	156.36	16.20	67.21	0.014239	-0.012	-0.009	0.106
4.0000	-26.54	156.36	16.19	67.25	0.014245	-0.005	-0.004	0.045
4.5000	-26.54	156.36	16.19	67.26	0.014247	-0.002	-0.002	0.019
5.0000	-26.54	156.35	16.19	67.27	0.014248	-0.001	-0.001	0.008

Листинг 2. Результаты моделирования нестационарного процесса при возмущении параметра β

ние концентрации cl вычисляется из (9), выводить и следить за значением производной по переменной cl необходимо.

Значение времени t приведено с непостоянным шагом для того, чтобы рассмотреть начало переходного процесса. Процесс доведен до нового стационарного состояния, о чем свидетельствуют нулевые значения производных $prna$, prk , $prcl$.

Предложена строго обоснованная математическая модель нестационарного процесса переноса ионов через клеточную мембрану.

Разработан алгоритм численной реализации нестационарной модели, отличающийся простотой и малым объемом вычислений.

Предложен универсальный алгоритм исследования зависимостей стационарных характеристик ионообменных процессов от параметров клеток и особенностей ионообменных механизмов. Точность расчета при использовании разработанного метода контролируется и может быть повышена, когда это необходимо.

По предложенным алгоритмам разработан комплекс программ, обеспечивающих реализа-



цию нестационарных и стационарных моделей исследуемых процессов, тщательно протестированный и проверенный при решении большого числа практически важных задач.

Работа выполнена по Программе № 7 Президиума РАН «Механизмы интеграции молекулярных систем при реализации физиологических функций» при финансовой поддержке Российского фонда фундаментальных исследований, проект 12-04-01669-а.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Веренинов, А.А. Роль ионных транспортеров в долговременной регуляции содержания воды в животных клетках. Математическая модель и реальные лимфоидные клетки [Текст] / А.А. Веренинов, Л.Н. Глушанкова, А.А. Рубашкин // Цитология. –1995. –Т. 37. –№ 12. –С. 1151–1166.

2. Веренинов, А.А., ст. Ионный, электрический и водный баланс в животной клетке. Система с активным транспортом катионов, гольдмановскими каналами и симпортом типа $\text{Na}+\text{K}+2\text{Cl}$ [Текст] / А.А. Веренинов, ст., А.А. Веренинов, мл. // Цитология. –1991. –Т. 33. –№ 11. –С. 4–17.

3. Веренинов, А.А. Влияние симпорта $\text{NaK}2\text{Cl}$ и проницаемости хлорных каналов на баланс ионных потоков и трансмембранное распределение ионов у жи-

вотных клеток разного типа [Текст] / А.А. Веренинов, Л.Н. Глушанкова, А.А. Рубашкин // Цитология. –1997. –Т. 39. –№ 8. –С. 727–738.

4. Yurinskaya, V.E. Balance of unidirectional monovalent ion fluxes in cells undergoing apoptosis: why does Na/K pump suppression not cause cell swelling? [Text] / V.E. Yurinskaya, A.A. Rubashkin, A.A. Vereninov // J. Physiol. –2011. –Vol. 589. –№ 9. –P. 2197–2211.

5. Armstrong, Clay M. The Na/K pump, Cl ion and osmotic stabilization of cells [Text] / Clay M. Armstrong // PNAS. –2003. –Vol. 100. –№ 10. –P. 6257–8262.

6. Форсайт, Дж. Машинные методы математических вычислений [Текст] / Дж. Форсайт, М. Малькольм, К. Моулер. –М.: Мир, 1980.

REFERENCES

1. Vereninov A.A., Glushankova L.N., Rubashkin A.A. Rol' ionnykh transporterov v dolgovremennoi reguliatsii soderzhaniia vody v zhyvotnykh kletkakh. Matematicheskaya model' i real'nye limfoidnye kletki / Tsitologiya. –1995. –T. 37. –№ 12. –S. 1151–1166. (rus)

2. Vereninov A.A., st., Vereninov A.A., ml. Ionnyi, elektricheskii i vodnyi balans v zhyvotnoi kletke. Sistema s aktivnym transportom kationov, gol'dmanovskimi kanalami i simportom tipa $\text{Na}+\text{K}+2\text{Cl}$ / Tsitologiya. –1991. –T. 33. –№ 11. –S. 4–17. (rus)

3. Vereninov A.A., Glushankova L.N., Rubashkin A.A.. Vliianie simporta $\text{NaK}2\text{Cl}$ i pronitsaemosti khlornykh kanalov na balans ionnykh potokov i transmembranное

raspredelenie ionov u zhyvotnykh kletok raznogo tipa / Tsitologiya. –1997. –T. 39. –№ 8. –S. 727–738. (rus)

4. Yurinskaya V.E., Rubashkin A.A., Vereninov A.A. Balance of unidirectional monovalent ion fluxes in cells undergoing apoptosis: why does Na/K pump suppression not cause cell swelling? / J. Physiol. –2011. –Vol. 589. –№ 9. –S. 2197–2211. (rus)

5. Armstrong Clay M. The Na/K pump, Cl ion and osmotic stabilization of cells / PNAS. –2003. –Vol. 100. –№ 10. –S. 6257–8262.

6. Forsait Dzh., Mal'kol'm M., Mouler K. Mashinnye metody matematicheskikh vychislenii. –Moscow: Mir, 1980. (rus)

УДК 004.93'1

И.А. Андреев
Санкт-Петербург, Россия

ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ МЕТОДИКИ ИДЕНТИФИКАЦИИ ДЕФЕКТОВ ИЗОЛЯЦИИ ЭЛЕКТРОЭНЕРГЕТИЧЕСКОГО ОБОРУДОВАНИЯ

I.A. Andreev
St.-Petersburg, Russia

IMPROVING THE EFFICIENCY METHOD OF IDENTIFICATION INSULATION DEFECTS OF POWER EQUIPMENT

Рассмотрены проблемы идентификации технологических дефектов высоковольтной изоляции электрических машин. Изложены основные способы повышения эффективности распознающих систем.

РАСПОЗНАЮЩИЕ СИСТЕМЫ. ДЕФЕКТЫ. ЧАСТИЧНЫЕ РАЗРЯДЫ.

The problems of identifying technological defects high voltage insulation of electrical machines. The basic ways to increase efficiency recognition systems

RECOGNITION SYSTEMS. DEFECT. PARTIAL DISCHARGES.

В последние десятилетия в мировой практике резко возрос практический интерес к разработке информативных и надежных методов диагностики состояния изоляционных систем высоковольтной энергетической аппаратуры (трансформаторов, кабелей, электрических машин и т. д.). Один из наиболее эффективных способов – диагностика по характеристикам частичных разрядов (ЧР). Появление мощных технических средств привело к созданию современных высокочувствительных измерительных регистраторов ЧР, разработке и внедрению методов идентификации дефектов (источников ЧР), основанных на математических методах распознавания образов [1–3] (искусственных нейронных сетей, нечеткой логики, фрактальном и вейвлет-анализе и др.), которые ранее были представлены в других областях науки и техники. С внедрением новой техники улучшились возможности для разработки технической аппаратуры и методик проведения диагностики изоляции энергетического оборудования по характеристикам ЧР в заводских условиях при приемо-сдаточных испытаниях.

Для высоковольтного электроэнергетического оборудования проблема контроля и технического диагностирования стоит особенно остро из-за большой ответственности выполняемых им

функций. Успех ее решения во многом зависит от выбора контролируемых параметров, а также от умения предсказать момент отказа на основании системного анализа критериев работоспособности путем использования интеллектуальных прогностических алгоритмов.

Хорошо известно, что работоспособность электрических машин высокого напряжения (турбо- и гидрогенераторов) определяется надежностью систем изоляции статорной обмотки, которая, в свою очередь, зависит от характера и интенсивности возникающих ЧР. Следует учитывать, что в отличие от других диагностических методов, основанных на измерениях электрических характеристик (регистрации диэлектрических потерь, измерения абсорбционных характеристик и т. д.), измерение характеристик ЧР может выявлять локальные дефектные области и идентифицировать наиболее опасные типы ЧР, что обуславливает преимущество данного метода. Необходимым условием для этого является разработка эффективного алгоритма и программы идентификации дефектов изоляции по характеристикам ЧР, которые могли бы использоваться в заводских условиях для контрольных испытаний.

С этой целью разработан алгоритм распо-

знавания технологических дефектов изоляции статорной обмотки, основанный на использовании обучающей выборки, формируемой из серии модельных испытательных образцов, в которых посредством создания в них искусственных дефектов реализовывалась возможность возникновения ЧР, присущих реальной изоляции статорных обмоток высоковольтных электрических машин. Для максимального приближения к реальным условиям изготовления модельных образцов производилось из электроизоляционных материалов и в соответствии с технологическим процессом, принятым на заводах-изготовителях мощных электрических машин. В модельных образцах были реализованы пять типов ЧР, наиболее распространенных в реальных условиях: в газовом включении в корпусной изоляции; в газовом «расслоении» между слоями изоляции и внутреннего проводящего покрытия; в краевой области проводящего покрытия; в дефекте полупроводящего лобового покрытия; в дефекте проводящего пазового покрытия.

Измерение характеристик ЧР проводилось электрическим методом посредством амплитудной и фазовой дискриминации с помощью цифрового измерительного комплекса «СКИТ» ЧР (произ-

водства СПбГПУ). Испытания проводились на переменном напряжении (50 Гц) при комнатной температуре.

Амплитудно-фазовые спектры ЧР, регистрируемые измерительным комплексом, представляли собой т. н. *точечные распределения импульсов* ЧР ($n_{\text{ЧР}} - Q_{\text{ЧР}} - \varphi$). Такая форма спектра содержит полную информацию о характеристиках ЧР. Однако размерность ($n_{\text{ЧР}} - Q_{\text{ЧР}} - \varphi$)-спектра высока, что снижает эффективность распознавания типов дефектов. Поэтому проводилось снижение его размерности путем преобразования в двухмерные ($Q_{\text{максЧР}} - \varphi$); ($Q_{\text{ЧРср}} - \varphi$); ($n_{\text{ЧР}} - \varphi$)-распределения за счет разбиения временной оси на определенное количество интервалов, в которых рассчитывались соответствующие параметры ЧР (рис. 1). Следующий этап – расчет и извлечение различительных характеристических признаков спектров ЧР. Размерность признакового пространства максимально минимизировалась, поскольку при этом сокращалось количество требуемых измерений и улучшалась статистическая устойчивость результатов распознавания.

В ходе работы показано, что спектры ЧР достаточно полно характеризуют дефект-источник ЧР, однако для возможности автоматизации требуется построить математическую модель, опи-

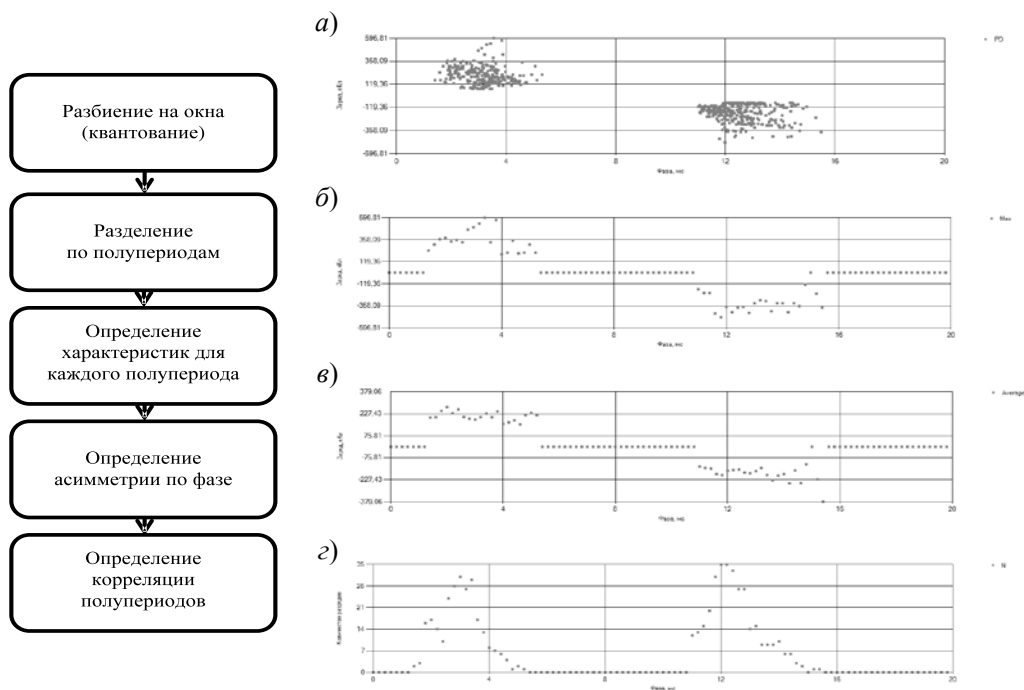


Рис. 1. Минимизация размерности спектров ЧР и гистограммы:

а – зарегистрированного ($n_{\text{ЧР}} - Q_{\text{ЧР}} - \varphi$)-распределения импульсов ЧР; б – рассчитанного ($Q_{\text{максЧР}} - \varphi$)-распределения; в – ($Q_{\text{ЧРср}} - \varphi$)-распределения; г – ($n_{\text{ЧР}} - \varphi$)-распределения

сывающую спектры ЧР при помощи набора некоторых характеристических признаков, причем каждый из признаков должен иметь соответствующий вес в полученной модели.

В ранее существовавших методиках [4, 5] выбор характеристических признаков и их весов производился на основе прошлого опыта, интуиции или простого предположения. Такой подход существенно снижает качество распознавания. В частности, использовались следующие статистические характеристики:

$$q_{\text{ЧР}}^- = \frac{\sum_{i=1}^N q_{i\text{ЧР}} p_i}{\sum_{i=1}^N p_i} - \text{математическое ожидание};$$

$$\sigma^2 = \frac{\sum_{i=1}^N \left(q_{i\text{ЧР}} - q_{\text{ЧР}}^- \right)^2 p_i}{\sum_{i=1}^N p_i} - \text{дисперсия};$$

$$S = \frac{\sum_{i=1}^N \left(q_{i\text{ЧР}} - q_{\text{ЧР}}^- \right)^3 p_i}{\sigma^3 \sum_{i=1}^N p_i} - \text{коэффициент асимметрии};$$

$$K = \frac{\sum_{i=1}^N \left(q_{i\text{ЧР}} - q_{\text{ЧР}}^- \right)^4 p_i}{\sigma^4 \sum_{i=1}^N p_i} - 3 - \text{коэффициент эксцесса}.$$

В разработанной методике в математическую модель вводятся дополнительные характеристические признаки, описывающие корреляцию между формами и сдвиг по фазе спектров ЧР на положительном и отрицательном полупериодах.

$$CC_{Q_{\text{cp}}} = \frac{\sum_{i=1}^N (q_{i\text{cp}}^+ - \bar{q}_{\text{cp}}^+)(q_{i\text{cp}}^- - \bar{q}_{\text{cp}}^-)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (q_{i\text{cp}}^+ - \bar{q}_{\text{cp}}^+)^2 \sum_{i=1}^N (q_{i\text{cp}}^- - \bar{q}_{\text{cp}}^-)^2}} -$$

коэффициент корреляции ($Q_{\text{ЧРcp}} - \varphi$)-спектра;

$$CC_{Q_{\text{max}}} = \frac{\sum_{i=1}^N (q_{i\text{max}}^+ - \bar{q}_{\text{max}}^+)(q_{i\text{max}}^- - \bar{q}_{\text{max}}^-)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (q_{i\text{max}}^+ - \bar{q}_{\text{max}}^+)^2 \sum_{i=1}^N (q_{i\text{max}}^- - \bar{q}_{\text{max}}^-)^2}} -$$

коэффициент корреляции ($Q_{\text{максЧР}} - \varphi$)-спектра;

$$CC_n = \frac{\sum_{i=1}^N (n_i^+ - \bar{n}^+)(n_i^- - \bar{n}^-)}{\sqrt{\sum_{i=1}^N (n_i^+ - \bar{n}^+)^2 \sum_{i=1}^N (n_i^- - \bar{n}^-)^2}} -$$

коэффициент корреляции ($n_{\text{ЧР}} - \varphi$)-спектра;

$$Q = \frac{\sum_{i=1}^N Q_i^-}{\sum_{i=1}^N n_i^-} - \text{отношение}$$

$$\frac{\sum_{i=1}^N Q_i^+}{\sum_{i=1}^N n_i^+}$$

среднего значения разрядов;

$$\Phi = \frac{(\varphi_{\text{max}}^- - \varphi_{\text{min}}^-) - (\varphi_{\text{max}}^+ - \varphi_{\text{min}}^+)}{\tau} -$$

сдвиг по фазе середины спектра;

$$\Phi_{\text{max}} = \frac{\varphi_{\text{max}}^-}{\tau} - \frac{\varphi_{\text{max}}^+}{\tau} - \text{сдвиг по фазе}$$

максимального разряда на полупериоде;

$$\Phi_{\text{cp}} = \frac{\varphi_{\text{cp}}^-}{\tau} - \frac{\varphi_{\text{cp}}^+}{\tau} - \text{разница}$$

в длине спектра на полупериоде,

где $\sum Q_i^-$ и $\sum Q_i^+$ – сумма значений кажущегося заряда ЧР; $\sum n_i^-$ и $\sum n_i^+$ – суммарное количество импульсов ЧР; φ^- и φ^+ – фазы возникновения импульсов ЧР на отрицательном и положительном полупериодах, соответственно; τ – продолжительность полупериода.

Правильное определение весов для каждого из характеристических признаков определяет эффективность алгоритма распознавания. В разработанной методике эта цель достигается за счет использования дискриминантного анализа. Значения характеристических признаков спектров ЧР, составляющих обучающую выборку, формируют базу данных, которая использовалась для установления канонических дискриминантных функций при определении границ кластеров для каждого типа изучаемых ЧР, а также для распознавания технологических дефектов изоляции элементов и статорной обмотки в сборе. Кластеризация (выделение классов источников ЧР) проводилась путем нахождения такой линейной комбинации дискриминантных переменных, которая оптимально разделяет рассматриваемые модели:

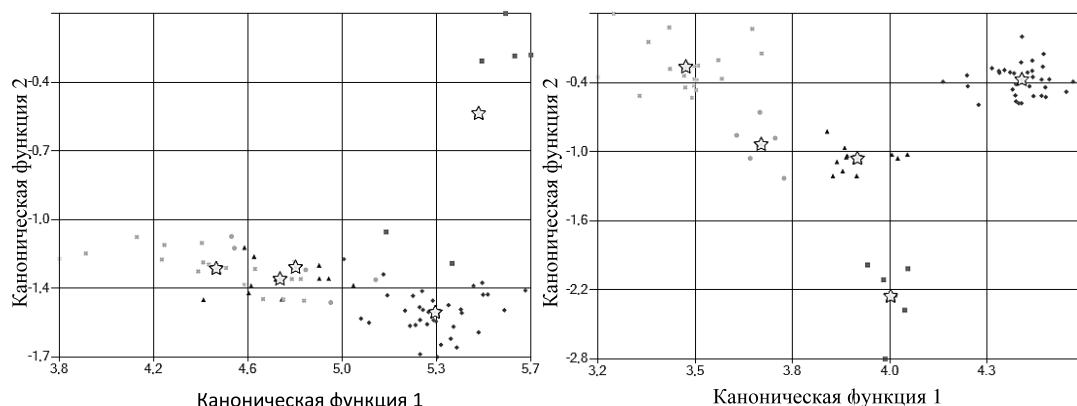


Рис. 2. Диаграммы рассеяния канонических значений для пар наиболее значимых дискриминантных функций, рассчитанных с использованием только центральных моментов (слева) и всех характеристических признаков (справа), для каждого из исследованных модельных образцов

$$d_{km} = \beta_0 + \beta_1 * x_{1km} + \dots + \beta_p * x_{pkm},$$

где d_{km} – значение канонической дискриминантной функции для m -го объекта в группе k ($m = 1, \dots, n, k = 1, \dots, g$); x_{pkm} – значение дискриминантной переменной X_i для m -го объекта в группе k ; $\beta_0, \dots, \beta_p$ – коэффициенты дискриминантной функции. В качестве классификатора использовался линейный дискриминант Фишера.

Для экспериментальной оценки качества распознавания разработанного алгоритма обучающая выборка была случайным образом разделена на две части: обучающую и проверочную выборку.

При проведении дискриминантного анализа и последующей идентификации типа дефекта по очереди использовались две разные математические модели. Первая модель основана на применении характеристических признаков, которые ранее использовались в существующих методиках идентификации, вторая модель включала в себя признаки, предложенные в настоящей статье. Результаты этого анализа представлены на рис. 2.

На диаграмме разными маркерами обозначены

точки, принадлежащие разным классам, а символом «звездочка» обозначены центры кластеров, соответствующих разным типам дефектов.

Из диаграмм видно, что при использовании существующей модели многие кластеры расположены слишком близко друг к другу или пересекаются, что определяет низкое качество распознавания. В то же время, диаграмма, построенная с использованием разработанной математической модели, лишена этих недостатков.

Для определения качества распознающей системы дефект каждого из элементов проверочной выборки определялся при помощи линейного дискриминанта Фишера, а близость к какому-либо кластеру определялась с использованием расстояния Махаланобиса. Результаты идентификации приведены в таблице.

Таким образом, показано, что использование разработанной математической модели амплитудно-фазовых спектров ЧР позволяет увеличить эффективность распознающей системы, предназначенной для идентификации дефектов изоляции, более чем на 20 %.

Результаты идентификации дефектов изоляции

Модель	Размер обучающей выборки	Размер проверочной выборки	Количество верно определенных данных	Доля правильно определенных типов дефектов, %
Существующая модель	76	142	92	64
Разработанная модель	76	142	123	87

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Hozumi, N.** Discrimination of Partial Discharge Patterns Using a Neural Network [Text] / N. Hozumi, T. Okamoto, T. Imajo // IEEE Trans. Elect. Insulation. –1992. –Vol. 27. –№ 6. –P. 550–556.
2. **Hoof, M.** PD Source with Novel Discharge Parameters using Counterpropagation Neural Network [Text] / M. Hoof, B. Flesleben, R. Patsch // IEEE Trans. Dielec. Elect. Insulation. –1997. –Vol. 4. –P. 17–34.
3. **Salama, M.M.,** Fuzzy Logic Applied to PD Pattern Classification [Text] / M.M. Salama, R. Bartnikas // IEEE Trans. Dielec. Elect. Insulation. –2000. –Vol. 7. –P. 118–123.
4. **Sahoo, N.C.** Trends in Partial Discharge Pattern Classification: A Survey [Text] / N.C. Sahoo, M.M.A. Salama, R. Bartnikas // IEEE Trans. Dielec. Elect. Insulation. –2005. –Vol. 12. –P. 248–268.
5. **Contin, A.** Searching for Indexes Suitable for Rotating Machines Diagnosis [Text] / A. Contin [et al.] // Proc. Int. Symp. Elec. Insulation. –2006. –P. 101–105.

REFERENCES

1. Hozumi N., Okamoto T., Imajo T. Discrimination of Partial Discharge Patterns Using a Neural Network / IEEE Trans. Elect. Insulation. –1992. –Vol. 27. –№ 6. –P. 550–556.
2. Hoof M., Flesleben B., Patsch R. PD Source with Novel Discharge Parameters using Counterpropagation Neural Network / IEEE Trans. Dielec. Elect. Insulation. –1997. –Vol. 4. –P. 17–34.
3. Salama M.M., Bartnikas R. Fuzzy Logic Applied to PD Pattern Classification / IEEE Trans. Dielec. Elect. Insulation. –2000. –Vol. 7. –P. 118–123.
4. Sahoo N.C., Salama M.M., Bartnikas R. Trends in Partial Discharge Pattern Classification: A Survey / IEEE Trans. Dielec. Elect. Insulation. –2005. –Vol. 12. –P. 248–268.
5. Contin A. et al. Searching for Indexes Suitable for Rotating Machines Diagnosis / Proc. Int. Symp. Elec. Insulation. –2006. –P. 101–105.

УДК 519.6

А.А. Петунин, А.Г. Ченцов, П.А. Ченцов
Екатеринбург, Россия

К ВОПРОСУ О МАРШРУТИЗАЦИИ ДВИЖЕНИЯ ИНСТРУМЕНТА В МАШИНАХ ЛИСТОВОЙ РЕЗКИ С ЧИСЛОВЫМ ПРОГРАММНЫМ УПРАВЛЕНИЕМ

А.А. Petunin, A.G. Chentsov, P.A. Chentsov
Ekaterinburg, Russia

TO THE QUESTION ABOUT INSTRUMENT ROUTING IN THE AUTOMATED MACHINES OF THE SHEET CUTTING

Рассмотрена задача маршрутизации, связанная с процессом листовой резки на станках с числовым программным управлением. Построена математическая модель, а также точный и приближенный алгоритмы, реализованные на ПЭВМ.

ДИНАМИЧЕСКОЕ ПРОГРАММИРОВАНИЕ. ЭВРИСТИЧЕСКИЙ АЛГОРИТМ. ЗАДАЧА МАРШРУТИЗАЦИИ. МАРШРУТ. УСЛОВИЯ ПРЕДШЕСТВОВАНИЯ.

The routing problem in the sheet cutting machine is considered. The mathematical model, optimal and heuristic algorithms (with software implementation) are constructed.

DYNAMIC PROGRAMMING. HEURISTIC ALGORITHM. ROUTING PROBLEM. ROUTE. PRECEDING CONDITIONS.

При исследовании многих инженерных задач, возникающих в процессе автоматизированного проектирования управляющих программ (УП) для станков и машин с числовым программным управлением (ЧПУ), могут использоваться методы дискретной оптимизации. Некоторые из таких постановок, связанные с оптимизацией параметров времени и стоимости листовой резки на машинах с ЧПУ для термической и гидроабразивной резки материала, приведены, в частности, в [1, 2]. Термическая и гидроабразивная технологии резки предполагают, что для сохранения геометрии заготовки резка должна осуществляться не непосредственно по граничному контуру заготовки, с некоторым запасом, а именно по некоторой эквидистанте, определяемой необходимым припуском на рез. Еще одна особенность такого рода резки — необходимость осуществления предварительной врезки (пробивки) материала перед процессом резки по контуру заготовки. Пробивка материала сопровождается дополнительными деформациями материала в точке врезки, поэтому производится на расстоянии (дистанции) от

контура реза, большем, чем величина припуска на рез. Если используется стандартная техника резки «по замкнутому контуру», то в этом случае каждый замкнутый контур вырезается целиком, и после резки одного контура переход к следующей точке врезки происходит с выключенным инструментом на холостом ходу (рис. 1).

На практике кроме упомянутой стандартной техники резки применяются специальные приемы, которые (в отличие от стандартной техники)

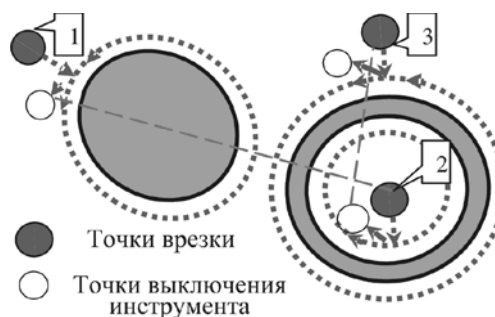


Рис. 1. Пример схемы резки двух заготовок «по замкнутому контуру»

используют либо резку нескольких контуров без выключения инструмента, либо частичную резку замкнутого контура с переходом на резку других контуров и последующим возвратом к первоначальному контуру.

В рамках настоящей статьи, целью которой является разработка эффективных алгоритмов оптимизации времени резки на машинах листовой резки с ЧПУ, будем полагать, что используется стандартная техника резки. Уже на уровне содержательной постановки весьма очевидна потребность в осуществлении рациональной маршрутизации перемещений. В этой связи имеет смысл упомянуть хорошо известную задачу коммивояжера [3–5]. Разумеется, возникают и некоторые особенности. Так, в частности, в рассматриваемой сейчас задаче, связанной с листовой резкой, возникают ограничения в виде условий предшествования (см. задачу курьера в [3]). Другая особенность, связанная с соображениями оптимизации, касается возможной многовариантности перемещений (хотя бы на гипотетическом уровне). Последнее приводит (в отсутствии условий предшествования) к обобщенной задаче коммивояжера или задаче последовательного обхода мегаполисов. Конструкция, реализующая комбинацию двух упомянутых выше особенностей, подробно исследовалась в [6]. В настоящей статье рассматривается применение конструкций [6] к решению задачи листовой резки. Предлагается специализированный вариант динамического программирования и эффективный эвристический алгоритм. В связи с другими подходами к решению проблемы маршрутизации листовой резки отметим [7–12].

Динамическое программирование (специализированная схема)

Рассмотрим некоторые подходы к решению задачи минимизации естественной целевой функции, учитывающие условия вложенности контуров заготовок. Для решения упомянутой выше задачи представляется логичным использовать весьма общую математическую модель, в основе которой находится идея, связанная с оптимизацией последовательного обхода мегаполисов в постановке [6, ч. 4]. Упомянутые мегаполисы имеет смысл разместить вблизи эквидистант контуров деталей, подлежащих резке. Разумеется, упомянутые мегаполисы являются на самом деле объектами виртуальными и используются для

оптимизации как расположения точек врезки, так и самой очередности выполнения операций, связанных с резкой контуров. Сохраняем естественные условия предшествования, придавая им форму, удобную для математического исследования. Будем связывать (в данной постановке) с каждым из контуров конечный набор точек на плоскости, расположенных всякий раз вблизи соответствующего контура. Данные точки – «города мегаполисов» – связываем с гипотетической возможностью врезки. После осуществления оптимизации (глобальной или локальной) можно будет осуществить выбор конкретных точек врезки.

Итак, мы полагаем заданными «виртуальные мегаполисы» $M_1, \dots, M_N$, определяемые каждый в виде непустого конечного множества на плоскости; каждый из этих мегаполисов располагается возле контура соответствующей детали; здесь N – натуральное число, определяющее количество (замкнутых) контуров, подлежащих резке, $N \geq 2$. Полагаем, что в рамках выбранной модели фиксировано начальное состояние (база) $x^0 \in R \times R$ (здесь R – вещественная прямая), являющееся плоским вектором. Исполнитель (условный термин) покидает x^0 , посещает все мегаполисы $M_1, \dots, M_N$, после чего перемещается в заданную конечную точку $y^0 \in R \times R$. В процессе перемещения должны выполняться все условия предшествования. В данной постановке не обсуждается сам процесс резки – движения инструмента по контурам, поскольку при любом выборе маршрута время, затрачиваемое на саму резку, одно и то же. Однако это обстоятельство учитывается далее при постановке задачи о последовательном обходе мегаполисов, где (на макроуровне) отождествляются пункты прибытия и отправления для каждого мегаполиса, а особенности, связанные с врезкой и перемещением к эквидистанте, учитываются на уровне определения функций стоимости.

Рассмотрим множество P всех перестановок множества $1, N := \{i \in \mathbf{N} | i \leq N\}$, где $\mathbf{N} := \{1; 2; \dots\}$. Введем, кроме того, множество K , $K \subset 1, N \times 1, N$, элементами которого являются упорядоченные пары (У/П) индексов из $1, N$. В терминах K определяются условия предшествования. В простейшем варианте (ограничимся сейчас этим случаем), когда у каждой детали имеется самое большее один внутренний контур (речь, например, может идти о шайбе) K составляется из У/П, для каждой из которых можно указать деталь, имею-



щую внутренний контур, причем первый элемент такой У/П соответствует индексу мегаполиса, связанного с обслуживанием внутреннего контура, а второй – индексу мегаполиса, связанного с обслуживанием внешнего контура. Такие У/П условимся называть *адресными*. Итак, $\mathbf{K}$ есть совокупность всех адресных У/П. Мы не исключаем случая $\mathbf{K} = \emptyset$ (резка деталей без внутреннего контура; круги, квадраты и т. п.).

Будем полагать выполненными условия (см. [6, гл. 4]): 1) $x^0 \notin M_i \quad \forall i \in \overline{1, N}$; 2) $M_p \cap M_q = \emptyset$ при $p \neq q$; 3) для каждого непустого множества $\mathbf{K}_0$, $\mathbf{K}_0 \subset \mathbf{K}$, существует $z_0 \in \mathbf{K}_0 : pr_1(z_0) \neq pr_2(z) \quad \forall z \in \mathbf{K}_0$ (здесь $pr_1(\cdot)$ и $pr_2(\cdot)$ определяют проектирование У/П; см. [6, с. 16]). Впрочем, в рассматриваемой задаче третье условие, как правило, выполняется.

Нам требуется специальное понятие трассы, согласованной с маршрутом: если $\alpha \in \mathbf{P}$, то через $\mathbf{X}_\alpha$ обозначаем (непустое конечное) множество всех кортежей

$$(x_i)_{i \in \overline{0, N}} : \overline{0, N} \rightarrow R \times R \quad (1)$$

(здесь $\overline{0, N} := \{0\} \cup \overline{1, N}$), для каждого из которых $x_0 = x^0$ и $x_j \in M_{\alpha(j)} \quad \forall j \in \overline{1, N}$. Будем использовать только маршруты, допустимые по предшествованию (маршрут $\alpha \in \mathbf{P}$ допустим, если $\forall z \in \mathbf{K} \quad \forall t_1 \in \overline{1, N} \quad \forall t_2 \in \overline{1, N}$

$$((\alpha(t_1) = pr_1(z)) \& (\alpha(t_2) = pr_2(z))) \Rightarrow (t_1 < t_2);$$

итак, постулируется более ранняя обработка внутренних контуров): множество всех таких маршрутов есть $\mathbf{A}$ [6, (2.1.5)], причем $\mathbf{A} \neq \emptyset$. Тогда У/П $(\alpha, (x_i)_{i \in \overline{0, N}})$, $\alpha \in \mathbf{A}$, $(x_i)_{i \in \overline{0, N}} \in \mathbf{X}_\alpha$, и только они – суть допустимые решения задачи, определяемой далее.

Введем $\mathbf{c} : (R \times R) \times (R \times R) \rightarrow [0, \infty[$ и $f : R \times R \rightarrow [0, \infty[$; $\mathbf{c}$ оценивает внешние перемещения, а f – терминальное состояние. В основе конкретного определения $\mathbf{c}$ и f будут позднее закладываться зависимости, связанные с задачей резки, но сейчас их конкретизировать не будем. Сопоставляем каждому кортежу (1) значение

$$\gamma((x_i)_{i \in \overline{0, N}}) := \sum_{i=0}^{N-1} \mathbf{c}(x_i, x_{i+1}) + f(x_N) \in [0, \infty[. \quad (2)$$

Тогда основная задача маршрутизации (ОЗМ) имеет вид

$$\gamma((x_i)_{i \in \overline{0, N}}) \rightarrow \min, \quad \alpha \in \mathbf{A}, \quad (x_i)_{i \in \overline{0, N}} \in \mathbf{X}_\alpha. \quad (3)$$

Заметим, что в задаче (3) критерий (см. (2)) явным образом от $\alpha \in \mathbf{A}$ не зависит. Поэтому на

самом деле (3) можно представлять как задачу

$$\gamma((x_i)_{i \in \overline{0, N}}) \rightarrow \min, (x_i)_{i \in \overline{0, N}} \in \mathbf{X}, \quad (4)$$

где $\mathbf{X}$ есть объединение всех множеств $\mathbf{X}_\alpha$, $\alpha \in \mathbf{A}$. Разумеется, задачи (3) и (4) эквивалентны. Имеются, однако, некоторые обстоятельства, которые делают постановку (3) предпочтительной (это, в частности, связано со структурой уравнения Беллмана; [см. 6, предложение 3.2.1] в частном случае постоянных мультифункций [6, (2.1.1)], здесь мы ограничиваемся этим случаем). Через V обозначаем значение (экстремум) (3), т. е. наименьшее из чисел $\gamma((x_i)_{i \in \overline{0, N}})$, $(x_i)_{i \in \overline{0, N}} \in \mathbf{X}$. Оптимальным решением называем У/П $(\alpha^0, (x_i^0)_{i \in \overline{0, N}})$, $\alpha^0 \in \mathbf{A}$, $(x_i^0)_{i \in \overline{0, N}} \in \mathbf{X}_{\alpha^0}$, для которой $\gamma((x_i^0)_{i \in \overline{0, N}}) = V$. Разумеется, справедливо равенство

$$V = \min_{\alpha \in \mathbf{A}} \min_{(x_i)_{i \in \overline{0, N}} \in \mathbf{X}_\alpha} \gamma((x_i)_{i \in \overline{0, N}}).$$

Надо найти V и какое-либо из оптимальных решений – в этом состоит решение ОЗМ. В [6, § 4.9] построена экономичная версия метода динамического программирования (МДП), доставляющая оптимальное решение ОЗМ. Сейчас кратко (на идейном уровне) обсудим решение ОЗМ (3) с использованием нестандартной версии МДП, подробно изложенной в монографии [6] и в целом ряде журнальных статей (см. [13, 14] и др.).

Итак, введем семейство $\mathbf{F}$ всех непустых подмножеств $\overline{1, N}$ и $\mathbf{F}_0 := \mathbf{F} \cup \{\emptyset\}$ (семейство всех подмножеств $\overline{1, N}$). Введем также оператор $\mathbf{I}$ [6, (2.2.27), (2.2.28)], действующий в $\mathbf{F}$ (значения $\mathbf{I}$ определены в [6, (2.2.26), (2.2.28)]). При $\mathbf{K} \in \mathbf{F}$ полагаем, что $|\mathbf{K}|$ есть мощность $\mathbf{K}$, $|\mathbf{K}| \in \overline{1, N}$; $|\emptyset| = 0$. Введем частичные маршруты и трассы, имея в виду выполнение заданий с индексами из $\mathbf{K} \in \mathbf{F}$: при $J_K := \{i \in \mathbf{N} \mid i \leq |\mathbf{K}|\}$ определяем $(bi)[\mathbf{K}]$ как множество всех биекций [15] J_K на $\mathbf{K}$. Следуя определению [6, с. 28] и учитывая [6, (2.2.27), (2.2.28), предложение 2.2.3], получаем при $\mathbf{K} \in \mathbf{F}$ непустое [6, (2.2.54)] множество $(\mathbf{I} - bi)[\mathbf{K}]$, для которого $(\mathbf{I} - bi)[\mathbf{K}] \subset (bi)[\mathbf{K}]$. Элементы $(\mathbf{I} - bi)[\mathbf{K}]$ – частичные маршруты посещения мегаполисов $(M_k, k \in \mathbf{K})$, обладающие допустимостью «по вычеркиванию» (напомним, что $\mathbf{I}$ [6] есть оператор вычеркивания задания из списка). При этом, кстати, [6, с. 33], $\mathbf{A} = (\mathbf{I} - bi)[\overline{1, N}]$, чем объясняется тождественность двух типов допустимости в ОЗМ (допустимость по предшествованию и допустимость «по вычеркиванию»).

Полагаем теперь при $K \in F$, что $J_K^0 := \{0\} \cup J_K$, и, при $x \in R \times R$ и $\alpha \in (bi)[K]$, определяем $X(x, K, \alpha)$ как (непустое) множество всех кортежей

$$(x_i)_{i \in J_K^0} : J_K^0 \rightarrow R \times R, \quad (5)$$

таких, что $x_0 = x$ и $x_j \in M_{\alpha(j)} \quad \forall j \in J_K$. Тем самым введены частичные трассы (кстати, $X_\alpha = X(x^0, 1, N, \alpha) \quad \forall \alpha \in P$); для нас это определение существенно в случае $\alpha \in A$. При $K \in F$ каждому кортежу (5) сопоставляется значение

$$\gamma_K((x_i)_{i \in J_K^0}) := \sum_{j=0}^{|K|-1} c(x_j, x_{j+1}) + f(x_N). \quad (6)$$

В частности, (7) можно использовать для оценивания частичных трасс. С учетом этого рассматриваем частичные (укороченные, вообще говоря) задачи:

$$\gamma_K((x_i)_{i \in J_K^0}) \rightarrow \min, \quad \alpha \in (1-bi)[K], \quad (x_i)_{i \in J_K^0} \in X(x, K, \alpha), \quad (7)$$

где $x \in R \times R$ и $K \in F$. Для каждой такой задачи определен экстремум (значение)

$$v(x, K) := \min_{\alpha \in (1-bi)[K]} \min_{(x_i)_{i \in J_K^0} \in X(x, K, \alpha)} \gamma_K((x_i)_{i \in J_K^0}) \in [0, \infty[. \quad (8)$$

Полагаем также $v(x, \emptyset) \equiv f(x) \quad \forall x \in R \times R$. Тем самым мы определили функцию v , действующую из $R \times R \times F := (R \times R) \times F$ в $[0, \infty[$.

Предложение 1. Если $x \in R \times R$ и $K \in F$, то справедливо равенство

$$v(x, K) = \min_{j \in I(K)} \min_{y \in M_j} [c(x, y) + v(y, K \setminus \{j\})]. \quad (9)$$

Доказательство легко извлекается из [6, предложение 3.2.1]. Предложение 1 определяет уравнение Беллмана, содержащее, как видно из (9), некоторые особенности (внешний минимум реализуется с учетом правила вычеркивания). Для практического применения предложения 1 следует использовать конструкцию [6, § 4.9], где установлена возможность построения (без потери качества) оптимального решения на основе усеченного массива значений функции Беллмана. Множества из F именуем списками. Следуя [6, § 4.9], введем семейство

$$G \equiv \{K \in F \mid \forall z \in K (pr_1(z) \in K) \Rightarrow (pr_2(z) \in K)\}$$

(при $K = \emptyset$ имеем равенство $G = F$) всех существенных (и неупорядоченных) списков, которые ранжируем по мощности,

полагая $G_s := \{K \in G \mid s = |K|\} \quad \forall s \in \overline{1, N}$. При $K_1 \equiv \{pr_1(z) : z \in K\}$ имеем равенство $G_1 = \{\{t\} : t \in \overline{1, N} \setminus K_1\}$ (семейство всех одноэлементных существенных списков). Понятно, что $G_N = \{\overline{1, N}\}$ (семейство, содержащее единственное множество $\overline{1, N}$); наконец,

$$G_{s-1} = \{K \setminus \{t\} : K \in G_s, t \in I(K)\} \quad \forall s \in \overline{2, N}. \quad (10)$$

В (10) определена рекуррентная процедура построения семейств $G_1, \dots, G_N$. На их основе конструируются слои пространства позиций, обозначаемые $D_0, D_1, \dots, D_N$. Для определения D_0 введем сначала множество M в виде объединения всех множеств $M_i, i \in \overline{1, N} \setminus K_1$, после чего полагаем $D_0 := \{(x, \emptyset) : x \in M\}$. Пусть, кроме того, $D_N := \{(x^0, \overline{1, N})\}$ (одноэлементное множество, содержащее $Y/\Pi(x^0, \overline{1, N})$ – «настоящую» начальную позицию). Если же $s \in \overline{1, N-1}$, то полагаем $J_s(K) := \{i \in \overline{1, N} \setminus K \mid \{i\} \cup K \in G_{s+1}\} \quad \forall K \in G_s$; после этого определяем D_s в виде

$$D_s := \bigcup_{K \in G_s} \{(x, K) : x \in \bigcup_{i \in J_s(K)} M_i\}.$$

Тогда каждое из множеств $D_0, D_1, \dots, D_N$ непусто и состоит из позиций – элементов множества-произведения $R \times R \times F$. Основное свойство этих множеств имеет вид

$$(y, K \setminus \{k\}) \in D_{s-1} \quad \forall s \in \overline{1, N} \quad \forall (x, K) \in D_s \quad \forall k \in I(K) \quad \forall y \in M_k. \quad (11)$$

Теперь определяем слои функции Беллмана: если $s \in \overline{0, N}$, то

$$v_s : D_s \rightarrow [0, \infty[\quad (12)$$

определяем правилом $v_s(x, K) := v(x, K) \quad \forall (x, K) \in D_s$. Итак, слои (12) определены в виде сужений функции Беллмана на слои пространства позиций. Из предложения 1 и (11) вытекает

Предложение 2. Если $s \in \overline{1, N}$, то v_s определяется системой равенств:

$$v_s(x, K) = \min_{k \in I(K)} \min_{y \in M_k} [c(x, y) + v_{s-1}(y, K \setminus \{k\})] \quad \forall (x, K) \in D_s. \quad (13)$$

Итак, функция v_0 известна ($v_0(x, \emptyset) = f(x) \quad \forall x \in M$), а предложение 2 определяет преобразование $v_{s-1} \rightarrow v_s$ при $s \in \overline{1, N}$.

Рассмотрим нужную конкретизацию функций c и f ; мы полагали эти функции максимально продолженными. Однако с точки зрения ОЗМ реально нас интересуют, в вопросах конкретного задания значений $c(x^{(1)}, x^{(2)})$, лишь следующие

два случая: 1) $x^{(1)} = x^0$ и $x^{(2)} \in M_j$ при некотором $j \in \overline{1, N}$; 2) $x^{(1)} \in M_p$ и $x^{(2)} \in M_q$, где $p \in \overline{1, N}$, $q \in \overline{1, N}$ и $p \neq q$. Для всех прочих векторов $x^{(1)} \in R \times R$ и $x^{(2)} \in R \times R$ можно, например, полагать $c(x^{(1)}, x^{(2)}) := 0$ (имеется в виду У/П $(x^{(1)}, x^{(2)})$), не соответствующие ни первому, ни второму случаям. Воздержимся сейчас от точного описания всех таких несущественных для дальнейшего У/П с элементами в $R \times R$. Заметим далее, что не существует У/П $(x^{(1)}, x^{(2)})$, $x^{(1)} \in R \times R$, $x^{(2)} \in R \times R$, одновременно удовлетворяющих обоим случаям. Итак, значения $c(x^{(1)}, x^{(2)})$ можно задавать отдельно для первого и второго случаев; соответствующее определение c будет корректным. Первый случай является наиболее простым: для $x \in M_j$, где $j \in \overline{1, N}$, полагаем, что $c(x^0, x) := \rho(x^0, x)$, где (здесь и ниже) ρ есть евклидово расстояние в $R \times R$.

Подробнее рассмотрим второй случай, полагая в дальнейшем, что точка выключения инструмента находится всякий раз на эквидистантном контуре, по которому осуществляется резка, и отвечает завершению процесса резки для соответствующего контура. Полагаем, что задан коэффициент $\theta \in R$, $\theta > 1$, характеризующий замедление движения в металле по сравнению с движением холостого хода; можно считать, что реальное расстояние в металле умножается на θ , что позволяет конструировать функцию c в метрических терминах. Пусть при $p \in \overline{1, N}$ L_p есть эквидистантный контур, отвечающий контуру заготовки, имеющему номер p . Полагаем, что L_p есть всякий раз компактное множество. Если к тому же задана точка $x^{(1)} \in M_p$ и точка $x^{(2)} \in R \times R$, то определена некоторая точка $y_p^0[x^{(1)}; x^{(2)}] \in L_p$, с которой будет начата, после перемещения из $x^{(1)}$, резка и закончена; затем последует перемещение в точку $x^{(2)}$ на холостом ходу. Затраты на эту операцию полагаются равными величине

$$c_p(x^{(1)}, x^{(2)}) = \theta \rho(x^{(1)}, y_p^0[x^{(1)}; x^{(2)}]) + \rho(y_p^0[x^{(1)}; x^{(2)}], x^{(2)}) \in [0, \infty]. \quad (14)$$

Мы можем рассматривать различные варианты задания $y_p^0[x^{(1)}; x^{(2)}]$. Так, например, можно полагать, что $y_p^0[x^{(1)}; x^{(2)}] \in L_p$ минимизирует зависимость

$$y \mapsto \theta \rho(x^{(1)}, y) + \rho(y, x^{(2)}) : L_p \rightarrow [0, \infty].$$

Можно допустить определенное огрубление:

считать, что $y_p^0[x^{(1)}, x^{(2)}]$ – одна из ближайших (в L_p) точек к $x^{(1)}$.

Мы будем считать, что $\tilde{M}$ есть def объединение всех $M_i, i \in \overline{1, N}$. В этих условиях упомянутые выше точки $x^{(1)}$ и $x^{(2)}$ будем выбирать сейчас только в пределах $\tilde{M}$, фиксируя при $p \in \overline{1, N}$, $x^{(1)} \in M_p$ и $x^{(2)} \in \tilde{M} \setminus \{x^{(1)}\}$ точку $y_p^0[x^{(1)}, x^{(2)}] \in L_p$ и определяя при этом $c_p(x^{(1)}, x^{(2)})$ посредством (14).

Отметим далее, что в силу попарной дизъюнктивности мегаполисов для каждой точки из объединения всех множеств $M_i, i \in \overline{1, N}$, определен единственный индекс $\eta[x] \in \overline{1, N}$, для которого $x \in M_{\eta[x]}$. С учетом этого полагаем в условиях второго случая, что $c(x^{(1)}, x^{(2)}) := c_{\eta[x^{(1)}]}(x^{(1)}, x^{(2)})$. Таким образом, определена существенная «часть» функции стоимости c . Будем считать заданной точку $y^0 \in R \times R$ (точка финиша), для которой $f(x) := \rho(x, y^0) \quad \forall x \in R \times R$.

Эвристический алгоритм

Процедура строится на основе известного жадного алгоритма решения маршрутных задач. Особенность конструкции состоит в итерационном методе его использования. Именно после каждой итерации один из переходов от мегаполиса к мегаполису искусственно делается невыгодным (его стоимость становится очень большой).

Разделим алгоритм на две части: непосредственно сам алгоритм и правило его итерационного применения.

Описание алгоритма по шагам.

1. Находим контур с номером, не являющимся второй компонентой ни в одной из адресных пар, и содержащий точку врезки, стоимость перехода в которую из точки старта минимальна. Делаем данный контур первым на маршруте, а данную точку врезки первой на трассе.

2. Находим контур с номером, не являющимся второй компонентой ни в одной из адресных пар, в которых первая компонента еще не на маршруте, и содержащий точку врезки, стоимость перехода в которую с предыдущего контура на маршруте минимальна. Делаем данный контур и данную точку врезки следующими на маршруте и трассе.

3. Выполняем шаг 2 для всех оставшихся контуров, пока маршрут не будет построен.

4. Для первого контура маршрута среди всех его точек врезки находим такую, которая дает минимальное значение суммы стоимости перехода в нее из старта и стоимости перехода на следующий контур маршрута.

5. Для следующего контура маршрута среди всех его точек врезки находим такую, которая дает минимальное значение суммы стоимости перехода в нее с предыдущего контура маршрута и стоимости перехода на следующий контур маршрута.

6. Выполняем шаг 5 для всех последующих контуров маршрута, кроме последнего.

7. Для последнего контура маршрута среди всех его точек врезки находим такую, которая дает минимальное значение суммы стоимости перехода в нее с предыдущего контура маршрута и стоимости перехода в финишную точку.

8. Выполняем шаги 4–7 заданное количество раз – количество итераций упорядочения точек врезки (обозначим данное количество через $N1$).

Основная идея итерационного подхода состоит в том, чтобы всякий раз направлять алгоритм по новому пути, заставляя находить выходы из локальных экстремумов. Для этого вводятся специальные коррекции стоимостей переходов от контура к контуру – матрица A с коэффициентами $A_{i,j} \in \{0,1\}$, $i \in \overline{1,N}$, $j \in \overline{1,N}$. Если $A_{i,j} = 1$, то стоимость перехода на контур с индексом i в случае, если он находится в маршруте на позиции j , заменяется очень большой константой. В противном случае стоимость рассчитывается традиционным способом.

В итерационном подходе будут использованы следующие параметры. Общее количество итераций $N2$ и размерность цикла итераций $N3$. На каждой из $N2$ итераций, за исключением первой, для одного из контуров, выбранного случайно, делается коррекция. По завершении каждого цикла из $N3$ итераций все коррекции сбрасываются. Далее идет детальное описание алгоритма.

1. Выполняем алгоритм без коррекций. Сохраняем результат счета.

2. Выбираем случайно позицию $i, i \in \overline{1,N}$ на маршруте. В этой позиции находим контур с индексом $j, j \in \overline{1,N}$. Принимаем $A_{j,i} = 1$.

3. Выполняем алгоритм с учетом коррекции. Если результат счета улучшился по сравнению с сохраненным, запоминаем результат и маршрут с трассой.

4. Выполняем шаги 2 и 3 еще $N3-1$ раз ($N3-2$ для первого цикла итераций – первая итерация была на шаге 1 без коррекции).

5. Обнуляем матрицу итераций.

6. Выполняем шаги 2–5 до тех пор, пока количество итераций не превысит число $N2$.

7. Используем сохраненный наилучший результат счета и соответствующие ему маршрут и трассу как результат работы итерационного алгоритма.

Вычислительный эксперимент

Вычисления производились на ПЭВМ с процессором Intel i7-2630QM с 8 Гб оперативной памяти, работающей под управлением Windows 7 (64-bit).

В ходе вычислительного эксперимента рассматривались два примера. Первый пример – небольшой размерности. Данное обстоятельство позволило применить к нему динамическое программирование, чтобы оценить, насколько результат эвристического алгоритма близок к оптимальному. Во втором примере требуется обойти сто пятьдесят контуров, что вполне соответствует средней задаче раскроя. Во всех случаях числовые данные не приводятся в целях экономии места. Точки x^0 и y^0 совпадают с началом координат.

Пример 1. Требуется обойти двадцать четыре контура, при этом восемь из них являются вложенными. Использовались следующие значения параметров: $N1 = 3$, $N2 = 10\,000$, $N3 = 5$. Для учета движения резака в металле $\theta = 50$.

Эвристический алгоритм. Результаты счета показаны на рис. 2. Время счета составило 1 с. Результат счета 724,7. Тот же пример, но без использования итерационного подхода: время счета меньше секунды, результат счета 821,58.

На рисунке квадратиками обозначены точки врезки, маленькими крестиками – точки завершения реза.

Результаты для динамического программирования: время счета 2 мин 10 с, экстремум 718,49. Видно, что результат эвристического алгоритма получился достаточно близким к экстремуму.

Пример 2. Требуется произвести обход ста пятидесяти контуров (пятьдесят контуров были вложенными). Использовались следующие значения параметров: $N1 = 3$, $N2 = 25\,000$, $N3 = 5$. Для учета движения резака в металле $\theta = 50$.

Результаты счета показаны на рис. 3. Время счета составило 90 с. Результат счета 4402,04. Тот же пример, но без использования итерационного подхода: время счета меньше секунды, результат счета 4811,65.

Математическая модель, использующая элементы маршрутизации и условия предшествова-

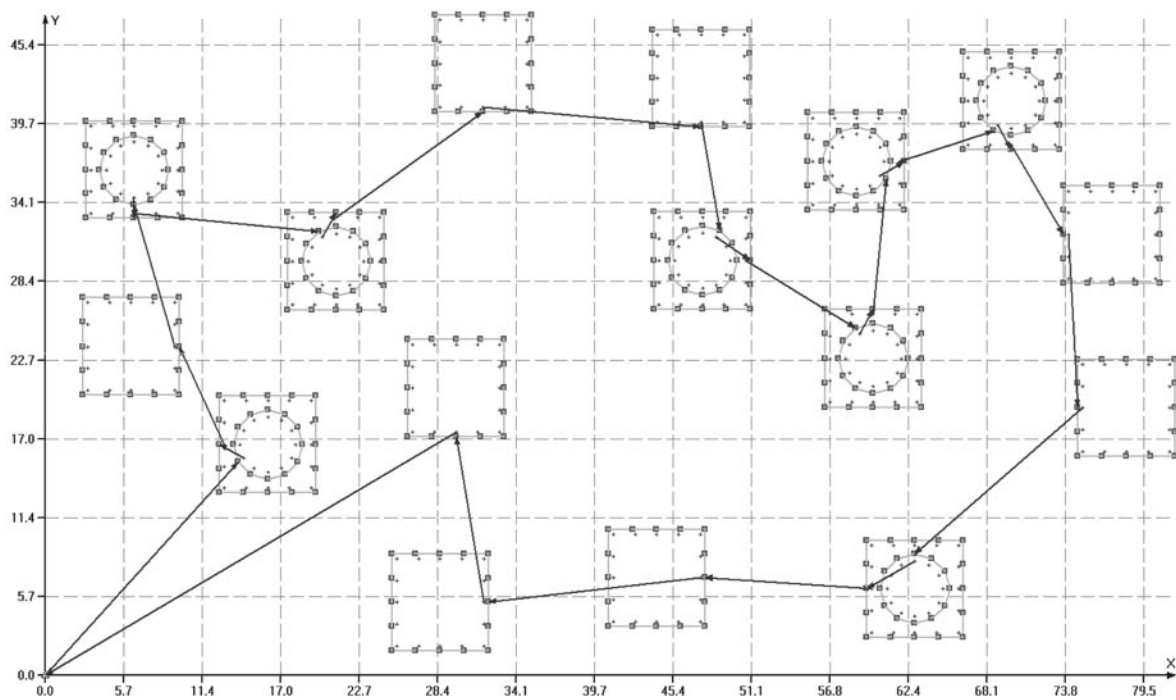


Рис. 2. Результаты счета эвристического алгоритма для примера 1

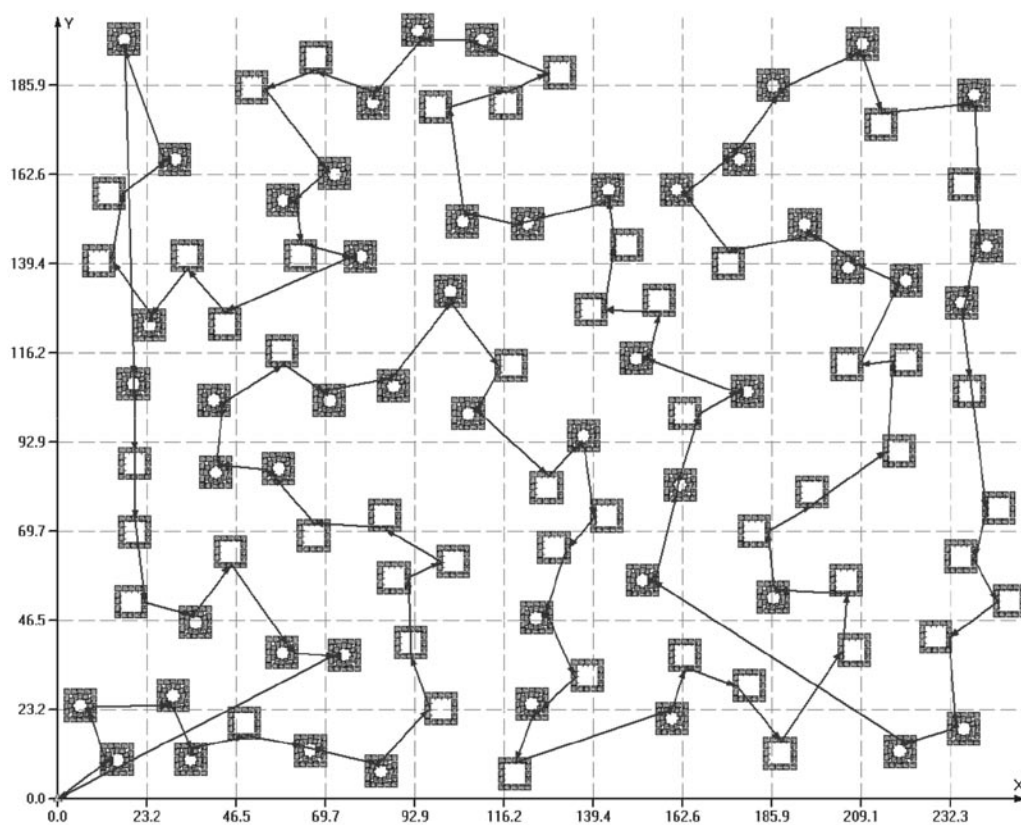


Рис. 3. Результаты счета эвристического алгоритма для примера 2

ния, может быть весьма полезной при решении задач оптимизации процесса резки деталей с применением станков с ЧПУ, включая те случаи, когда размерность задачи достаточно велика. Использование оптимальной процедуры Беллмана в таких случаях затруднено сложностью вычислительной реализации и прежде всего ограниченностью памяти, что существенно в вопросах насчитывания требуемого массива значений функции Беллмана. В случае, когда требуется решать задачи значительной размерности, могут использоваться специальные эвристические алгоритмы. Один из таких алгоритмов приведен в данной статье. Отметим, что при умеренной размерности оптимальная процедура, типа используемой

в [5, § 4.9], может успешно применяться. Один из способов применения оптимальной процедуры – тестирование эвристических алгоритмов.

Эвристический алгоритм, предложенный в статье, обеспечивает соблюдение условий предшествования и обладает хорошим быстродействием, сочетая в себе идею жадного алгоритма и логику итераций. Безусловно, для оценки границ его применимости требуется большой вычислительный эксперимент. В алгоритме присутствует ряд параметров, выбор которых сам по себе представляет серьезную задачу и поле для дальнейших исследований. Кроме того, алгоритм коррекции стоимостей также может быть изменен для достижения наилучших результатов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Петунин, А.А.** Разработка САМ системы для машин резки листового материала как пример инновации [Текст] / А.А. Петунин // Инновационные информационные технологии: Теория и практика: Матер. Междунар. сем. (Карлсруе – Уфа – Дрезден, 8–13 апр. 2011). – Уфа, 2011. – С. 47–50.
2. **Петунин, А.А.** Об оптимизационных моделях и алгоритмах решения задач проектирования управляющих программ для машин листовой резки [Текст] / А.А. Петунин // Информационные Технологии и Системы: Матер. Междунар. научн. конф. ИТИС-2012. – Челябинск: ЧелГУ, 2012.
3. **Меламед, И.И.** Задача коммивояжера. Вопросы теории [Текст] / И.И. Меламед, С.И. Сергеев, И.Х. Сигал // Автоматика и телемеханика. –1989. –№ 9. –С. 3–34.
4. **Меламед, И.И.** Задача коммивояжера. Точные алгоритмы [Текст] / И.И. Меламед, С.И. Сергеев, И.Х. Сигал // Автоматика и телемеханика. –1989. –№ 10. –С. 3–29.
5. **Меламед, И.И.** Задача коммивояжера. Приближенные алгоритмы [Текст] / И.И. Меламед, С.И. Сергеев, И.Х. Сигал // Автоматика и телемеханика. –1989. –№ 11. –С. 3–26.
6. **Ченцов, А.Г.** Экстремальные задачи маршрутизации и распределения заданий: вопросы теории [Текст] / А.Г. Ченцов. –Ижевск: НИЦ «Регулярная и хаотическая динамика», Ижевский институт компьютерных исследований, 2008. –240 с.
7. **Петунин, А.А.** О некоторых стратегиях формирования маршрута инструмента при разработке управляющих программ для машин термической резки материала [Текст] / А.А. Петунин // Вестник УГАТУ. Сер. Управление, вычислительная техника и информатика. –2009. –Т. 13. –№ 2 (35). –С. 280–286.
8. **Fischetti, M.** A Branch-and-Cut algorithm for the symmetric generalized traveling salesman problem [Text] / M. Fischetti, J.J. Salazar-Gonzalez, P. Toth // Operations Research. –1997. –Vol. 45 (3). –P. 378–394.
9. **Snyder, L.V.** A random-key genetic algorithm for the generalized traveling salesman problem [Text] / L.V. Snyder, M.S. Daskin // European J. of Operational Research. –2006. –Vol. 174. –P. 38–53.
10. **Silberholz, J.** The Generalized Traveling Salesman Problem: a new Genetic Algorithm approach [Text] / J. Silberholz, B. Golden // Extending the Horizons: Advances in Computing, Optimization, and Decision Technologies. –2007. –P. 165–181.
11. **Gutin, G.** A Memetic Algorithm for the Generalized Traveling Salesman Problem [Text] / G. Gutin, D. Karapetyan // Natural Computing. –Springer, 2010. –Vol. 9 (1). –P. 47–60.
12. **Кочетов, Ю.А.** Методы локального поиска для дискретных задач размещения. Модели и алгоритмы [Текст] / Ю.А. Кочетов. –Saarbrücken: Lambert Academic Publishing, 2011. –259 с.
13. **Ченцов, А.А.** Экстремальная задача маршрутизации перемещений с ограничениями и внутренними потерями [Текст] / А.А. Ченцов, А.Г. Ченцов, П.А. Ченцов // Изв. вузов. Математика. –2010. –№ 6. –С. 64–81.
14. **Ченцов, А.А.** Об одной задаче маршрутизации с внутренними работами [Текст] / А.А. Ченцов, А.Г. Ченцов // Тр. Ин-та математики и механики УрО РАН. –2012. –Т. 18. – № 1. –С. 298–317.
15. **Кормен Т.** Алгоритмы: построение и анализ [Текст] / Т. Кормен, Ч. Лейзерсон, Р. Ривест. –М.: МЦНМО, 1999. –960 с.



REFERENCES

1. Petunin A.A. Razrabotka CAM sistemy dlia mashin rezki listovogo materiala kak primer innovatsii / Innovatsionnye informatsionnye tekhnologii: Teoriia i praktika: mater. Mezhdunar. sem. (Karlsruhe – Ufa – Drezden, 8–13 apr. 2011). –Ufa, 2011. –S. 47–50. (rus)
2. Petunin A.A. Ob optimizatsionnykh modeliakh i algoritmakh resheniia zadach proektirovaniia upravliaiushchikh programm dlia mashin listovoi rezki / Informat-sionnye Tekhnologii i Sistemy: Mezhdunar. nauchn. konf. ITIS-2012. –Cheliabinsk: ChelGU, 2012. (rus)
3. Melamed I.I., Sergeev S.I., Sigal I.Kh. Zadacha kommivoiazhera. Voprosy teorii / Avtomatika i telemekhanika. –1989. –№ 9. –S. 3–34. (rus)
4. Melamed I.I., Sergeev S.I., Sigal I.Kh. Zadacha kommivoiazhera. Tochnye algoritmy / Avtomatika i telemekhanika. –1989. –№ 10. –S. 3–29. (rus)
5. Melamed I.I., Sergeev S.I., Sigal I.Kh. Zadacha kommivoiazhera. Priblizhennye algoritmy / Avtomatika i telemekhanika. –1989. –№ 11. –S. 3–26. (rus)
6. Chentsov A.G. Ekstremal'nye zadachi marshrutizatsii i raspredeleniia zadani: voprosy teorii. –Izhevsk: NITs «Reguliarniia i khaoticheskaia dinamika», Izhevskii institut komp'yuternykh issledovani, 2008. –240 s. (rus)
7. Petunin A.A. O nekotorykh strategiiakh formirovaniia marshruta instrumenta pri razrabotke upravliaiushchikh programm dlia mashin termicheskoi rezki materiala / Vestnik UGATU. Ser. Upravlenie, vychislitel'naia tekhnika i informatika. –2009. –T. 13. –№ 2 (35). –S. 280–286. (rus)
8. Fischetti M., Salazar-Gonzalez J.J., Toth P. A Branch-and-Cut algorithm for the symmetric generalized traveling salesman problem. Operations Research. –1997. –№ 45 (3). –P. 378–394.
9. Snyder L.V., Daskin M.S. A random-key genetic algorithm for the generalized traveling salesman problem / European J. of Operational Research. –2006. –№ 174. –P. 38–53.
10. Silberholz J., Golden B. The Generalized Traveling Salesman Problem: a new Genetic Algorithm approach / Extending the Horizons: Advances in Computing, Optimization, and Decision Technologies, 2007. –P. 165–181.
11. Gutin G., Karapetyan D. A Memetic Algorithm for the Generalized Traveling Salesman Problem / Natural Computing. –Springer, 2010. –Vol. 9 (1). –P. 47–60.
12. Kochetov Iu.A. Metody lokal'nogo poiska dlia diskretnykh zadach razmeshcheniia. Modeli i algoritmy. –Saarbrücken: Lambert Academic Publishing, 2011. –259 s.
13. Chentsov A.A., Chentsov A.G., Chentsov P.A. Ekstremal'naia zadacha marshrutizatsii peremeshchenii s ogranicheniiami i vnutrennimi poteriami / Izv. vuzov. Matematika. –2010. –№ 6. –S. 64–81. (rus)
14. Chentsov A.A., Chentsov A.G. Ob odnoi zadache marshrutizatsii s vnutrennimi rabotami // Tr. In-ta matematiki i mekhaniki UrO RAN. –2012. –T. 18. –№ 1. –S. 298–317. (rus)
15. Kormen T., Leizerson Ch., Rivest R. Algoritmy: postroenie i analiz. – Moscow: MTsNMO. –1999. –960 s. (rus)

УДК 531(075)

Д.Г. Арсеньев, В.В. Котов, В.А. Полянский, Н.А. Смирнова
Санкт-Петербург, Россия

БИОМОРФНОЕ УПРАВЛЕНИЕ В ЗАДАЧЕ О ВИБРОИЗОЛЯЦИИ СЛУЧАЙНЫХ КОЛЕБАНИЙ

D.G. Arseniev, V.V. Kotov, V.A. Polyanskiy, N.A. Smirnova
St.-Petersburg, Russia

BIOMORPHIC CONTROL IN PROBLEM OF VIBROISOLATION OF RANDOM VIBRATIONS

Рассмотрен подход, позволяющий осуществлять управление упругими объектами с переменным числом обратных связей. Построен алгоритм синтеза соответствующей системы управления на базе спектрального разложения для механического объекта и распределенного упругого объекта.

УПРАВЛЕНИЕ. КОЛЕБАНИЯ. ВИБРОИЗОЛЯЦИЯ. МОДЕЛИРОВАНИЕ. ДЕКОМПОЗИЦИЯ.

The approach allows to control the elastic object with a variable number of feedback. An algorithm synthesis of the corresponding management system based on the spectral decomposition of a mechanical object and distributed elastic object.

MANAGEMENT. VIBRATIONS. VIBROISOLATION. MODELLING. DECOMPOSITION.

Активное подавление случайных колебаний конструкций является актуальной задачей управления распределенными системами. Возбудителем таких колебаний чаще всего служит ветровая нагрузка, различные акустические воздействия, а также, в первом приближении, землетрясения.

Главная особенность таких задач – определяющее влияние механической части управляемого объекта, которая благодаря своим спектральным свойствам часто производит «окрашивание» случайных колебаний. Степень «окрашивания» может быть такой высокой, что подобные колебания рассматриваются как детерминированные с периодическим возбуждением.

В 60-х гг. XX в. были решены задачи о балансировке протяженных роторов [1]. Основная особенность этих решений – малое число измерительных датчиков, которых на систему длиной 10–20 м приходилось всего шесть штук, причем точек прикрепления было всего две, в качестве возбудителей применялась система инерционных сил от закрепленных в разных точках ротора грузов. Независимых возбудителей вообще не было, все параметры управляющего воздействия опре-

делялись частотой вращения ротора.

Идеология разделения управления упругим объектом на управление отдельными модами сформулирована как модальный контроль в [2] и развита в [3, 4]. Проведены успешные эксперименты по реализации такого подхода [5].

Между тем, во многих статьях, посвященных управлению упругими объектами [6–10], оптимизация коэффициентов усиления и структуры обратных связей на основании H_2 и H_∞ критериев указана как наиболее робастная. Сравнение с результатами модального контроля показывает, что применение оптимальных критериев позволяет уменьшить ошибку стабилизации конструкций. При этом сравнение проводится для систем с относительно небольшим числом датчиков и возбудителей.

При использовании модального контроля также обычно используется система с заданным, небольшим числом мод и ограниченным количеством датчиков (например, 9 датчиков и 9 возбудителей для упругой пластины, позволяют контролировать только 2–3 собственных формы). Для восстановления недостающих данных используется Калмановский фильтр [11], который

сам по себе снижает робастность управления из-за наличия в нем модели объекта. Такая модель требует отдельной идентификации всех параметров объекта, что приводит к большому влиянию точности задания модели на качество управления.

При синтезе систем управления упругими объектами также используется оптимальное управление с локальными обратными связями. Производится оптимизация параметров регуляторов, соединяющих каждый датчик со своим возбудителем. Расположение датчиков оптимизируется для того, чтобы минимизировать их количество. В результате такой минимизации любой отказ датчиков или зашумление их сигналов могут приводить к существенным нарушениям в системе виброзащиты.

Вместе с тем живая природа не только использует целые поля датчиков, но и постоянно наращивает их количество в процессе обучения, т. е. нервная ткань в этом случае постоянно растет. Современные технологии дают возможность использовать этот опыт в новом подходе к управлению распределенными механическими системами. Удешевление электроники и появление новых способов передачи и обработки данных позволило на практике применять поля датчиков и сопоставимые с ними по числу элементов поля возбудителей [12–15].

Таким образом, при разработке перспективных систем управления упругими объектами, ограничения, связанные с небольшим количеством датчиков, можно не учитывать. В этих условиях появляется возможность увеличивать точность и робастность управления не за счет оптимизации регуляторов, а за счет изменения структуры системы управления. Тем более, что локальные обратные связи ограничивают возможности совместного управления приводами и тем самым снижают эффективность виброзащиты.

Биоморфный подход к созданию системы активной виброзащиты. Рассмотрим управляемый механический объект в линейном приближении. Уравнения такого объекта имеют вид

$$\begin{aligned}\dot{X} &= AX + Bu + Gw \\ Y &= CX \\ X(0) &= X_0\end{aligned}\quad (1)$$

где X – вектор переменных состояния объекта размерности $[n]$; Y – вектор наблюдений размерности $[m]$; u – вектор управлений размерности $[l]$; w – вектор внешних, неуправляемых усилий

размерности $[q]$; X_0 – вектор начальных условий; A – матрица линеаризованной системы уравнений, описывающей объект управления, размерности $[n \times n]$; G – матрица внешних воздействий линеаризованной системы уравнений размерности $[n \times l]$; B – матрица управления линеаризованной системы уравнений размерности $[n \times q]$; C – матрица наблюдателя (уравнения датчиков наблюдения) размерности $[m \times n]$. В этих уравнениях мы не учитываем динамику электронных устройств для сбора и обработки информации, а также динамику преобразователей мощности, питающих возбудители, полагая их значительно более высокочастотными, чем механическая часть объекта.

Стандартный мехатронный подход [1] предполагает, что датчики обратных связей расположены в местах приложения управляющих воздействий, таким образом, числа m и l совпадают и можно построить m контуров обратной связи в каждом из которых организовать управление вида

$$u_i = -H_i y_i, \quad (2)$$

где u_i – компонент вектора управления; y_i – компонент вектора наблюдения; H_i – оператор системы управления в i -ом контуре обратной связи. Как правило, используются ПИД-регуляторы, т. е. в пространстве переменных Лапласа $H_i(p)$ является дробно рациональной функцией со знаменателем и числителем второго порядка.

Такой подход аппроксимирует часть объекта, управление которым производится в данном контуре обратной связи в виде сосредоточенной массы и упругих связей, что приближенно отражает реальное положение.

Используем для управления объектом декомпозиционный подход [2]. Собственные формы движения упругого объекта задают матрицу неособого преобразования S , такого, что SAS^{-1} имеет диагональный вид. Домножим правую и левую части системы (1) на матрицу S и сделаем замену вида $SX = q$, тогда получим систему

$$\begin{aligned}\dot{q} &= SAS^{-1}q + SBu + SGw \\ Y &= CS^{-1}q \\ q(0) &= SX_0\end{aligned}\quad (3)$$

где q – вектор коэффициентов собственных форм движения упругого объекта размерности $[N]$, который заменит вектор переменных состояния. Некоторой проблемой может являться определе-

ние вектора q по данным датчиков Y , но с самого начала мы полагаем, что датчиков достаточно, т. е. информационная матрица $(C^T C)$ не вырождена, поэтому для восстановления воспользуемся обобщенной процедурой обращения матрицы C : $C^{-1} = (C^T C)^{-1} C^T$, тогда

$$q = S(C^T C)^{-1} C^T Y, \quad (4)$$

где $S(C^T C)^{-1} C^T$ – матрица пересчета вектора наблюдений в модули собственных форм упругого объекта.

Уравнения системы (3) являются связными, что мешает ограничивать количество переменных вектора q и осуществлять управление с изменяемым числом переменных. В рамках биоморфного подхода предлагается выбирать управления u в виде $u = kF(q^* - q)$, где q^* – внешнее задание на значение модулей формы; k – коэффициент усиления, который может быть в общем случае оператором (например, ПИД-регулятором); F – матрица, такая, что SBF имеет диагональную структуру. Допустим, что выбор такой матрицы F возможен. Тогда из системы (1) получим

$$\begin{aligned} \dot{q} &= \Lambda_A q + k \Lambda_B (q^* - q) + SGw \\ q &= S(C^T C)^{-1} C^T Y, \\ q(0) &= SX_0 \end{aligned} \quad (5)$$

где Λ_A и Λ_B – диагональные матрицы.

Колебания упругой балки под действием внешнего случайного момента. В качестве модельного объекта выбрана балка Бернулли, шарнирно опертая по концам. Модель балки изображена на рис. 1.

Колебания балки возбуждаются приложением в ее середине изгибающего случайного момента. Угол поворота касательной к средней линии балки в каждый момент времени измеряется в десяти поперечных сечениях, выбранных равномерно по длине балки, исключая концы. В этих же сечениях могут быть приложены управляющие моменты с целью уменьшения амплитуды установившихся колебаний.

Уравнение динамики:

$$EIw^{IV} + \rho A \ddot{w} = 0, \quad (6)$$

где w – поперечное перемещение; x – продольная координата, отсчитываемая от левого конца балки; ρ – плотность материала балки; I – момент инерции поперечного сечения; E – модуль Юнга материала; A – площадь поперечного сечения балки.

Граничные условия отражают способ закрепления концов балки длины l :

$$\begin{aligned} w_{x=0} &= 0, \\ M_{x=0} &= 0, \\ w_{x=l} &= 0, \\ M_{x=l} &= 0, \end{aligned}$$

где M – изгибающий момент балки.

Начальное состояние соответствует прямолинейной конфигурации

$$\begin{aligned} w_{t=0} &= 0, \\ \dot{w}_{t=0} &= 0. \end{aligned}$$

Решение уравнения (6) будем разыскивать в виде ряда по ортогональным формам $u_k(x)$:

$$w(x, t) = \sum_{k=1}^{\infty} u_k(x) q_k(t), \quad (7)$$

где

$$q_k(t) = \frac{2}{l} \int_0^l w(x, t) u_k(x) dx. \quad (8)$$

В компьютерной модели балки длиной $l = 1470$ мм, низшая собственная частота изгибных колебаний которой составляет $\lambda_1 = 20 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$, было реализовано разложение по четырем формам. Формы свободных колебаний вычислялись аналитически. Сосредоточенный внешний момент принимался в виде $M_B = \sum_{i=1}^{40} \sin((\omega_0 + ki)t)$, $\omega = 5 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$, $\omega_0 = 1 \frac{\text{рад}}{\text{с}}$, k – подбиралась таким образом, чтобы сумма $\omega_0 + ki$ попадала в интервал $[1; 200] \frac{\text{рад}}{\text{с}}$. Датчики, измеряющие угол $\vartheta(x, t)$,

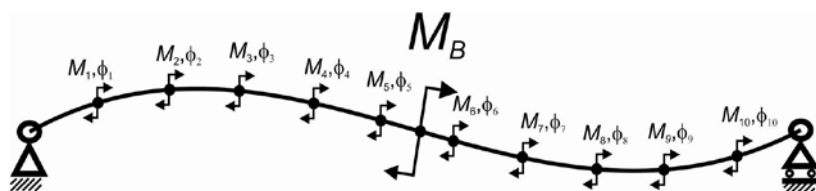


Рис. 1. Модель управляемой балки с десятью приводами

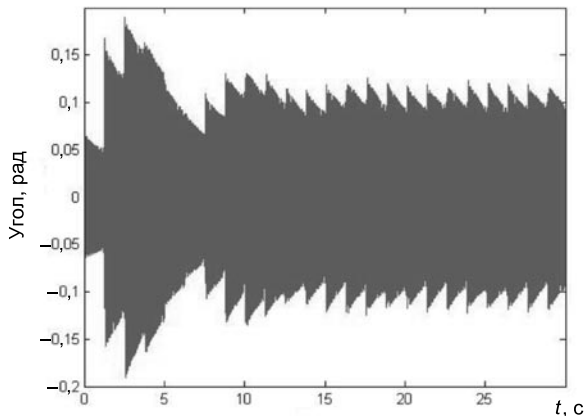


Рис. 2. Осциллограмма сигнала обратной связи с датчика 2 при вынужденных колебаниях балки без управления

располагались в десяти сечениях вдоль балки равномерно, исключая концы. Нумерация датчиков велась, начиная с левого конца балки.

На рис. 2 представлены показания второго датчика.

Локальное подавление вибраций. Управляющие моменты $M_l(t)$ приложим в тех же сечениях, где расположены датчики углов поворота. Организуем управление с обратной связью по измерениям углов:

$$M_l = -K_l \vartheta(x_l, t),$$

где K_l – коэффициент обратной связи в l -ом сечении.

Коэффициенты обратной связи будем брать одинаковыми во всех сечениях и равными $K_l = 100 \frac{\text{Нм}}{\text{рад}}$.

Биоморфное управление. Модифицируем управление с обратной связью с учетом предлагаемой концепции биоморфного управления.

Вычислим скалярное произведение вектора, образованного значениями углов в сечениях, где установлены датчики, и вектора k -й формы колебаний, составленного из значений, вычисленных в тех же сечениях:

$$q_k(t) = \sum_{l=1}^{10} \vartheta(x_l, t) \vartheta_k(x_l).$$

Пусть вычислено m таких скалярных произведений. Управляющий момент в каждом сечении сформируем в виде линейной комбинации вычисленных q_k :

$$M_l(t) = -K_l \sum_{k=1}^m s_{k,l} q_k(t).$$

Весовые коэффициенты $s_{k,l}$ будем подбирать индивидуально для каждого сечения. Как очевидно, для данной задачи они должны быть пропорциональны собственным формам $\vartheta_k(x_l)$.

На рис. 3 представлены осциллограммы сигналов второго датчика. Тонкая линия соответствует случаю, когда управляющие моменты сформированы по формуле $\mu_l(t) = K_l \sum_{k=1}^4 s_{k,l} q_k(t)$, когда в управлении участвуют четыре обратные связи. Весовые коэффициенты назначались следующим образом: $s_{k,l} = \hat{\vartheta}_k(x_l)$. Оценка $\hat{\vartheta}_k(x_l)$ производилась до первой значащей цифры. Коэффициенты обратной связи оставались равными $K_l = 100 \frac{\text{Нм}}{\text{рад}}$.

Анализ полученных результатов показывает, что при сопоставимом числе обратных связей и тех же коэффициентах усиления точность биоморфного управления на два порядка выше, чем у стандартного способа с набором локальных контуров управления.

Необходимо учесть, что погрешность в задании параметров системы управления была очень большой (практически с точностью до знака), а качество управления все равно более высоким, чем в стандартном случае.

Таким образом, предложенный алгоритм обладает хорошей робастностью, что позволяет эффективно применять его на практике.

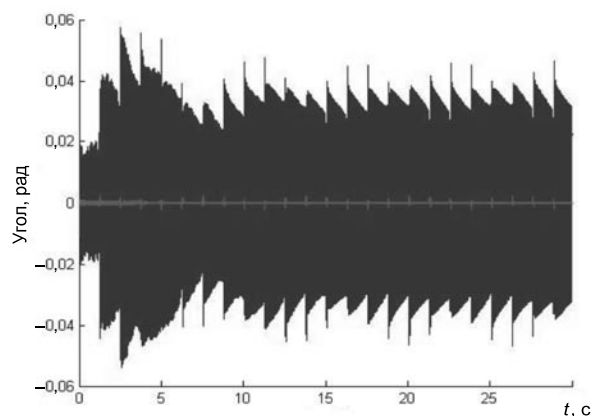


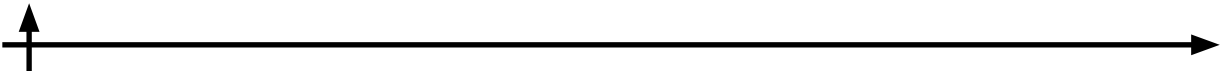
Рис. 3. Осциллограммы сигналов с датчика 2. Тонкая линия – результат управления с десятью локальными обратными связями на фоне результата биоморфного управления с четырьмя обратными связями

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Рыжик, Б.В.** Уравновешивание гибких роторов с одновременным уточнением коэффициентов влияния [Текст] / Б.В. Рыжик, В.М. Фридман // *Машиноведение*. –1984. –№ 1. –С. 26–32.
2. **Gould, L.A.** On the modal control of distributed parameter systems with distributed feedback [Text] / L.A. Gould, M.A. Murray-Lasso // *In Transactions on Automatic Control*. –1966. –Vol. 11. –79 p.
3. **Porter, B.** Modal Control Theory and Applications [Text] / B. Porter, T.R. Crossley. –Taylor and Francis, 1972.
4. **Meirowitch, L.** Dynamics and Control of Structures [Text] / L. Meirowitch. –John Wiley, 1990.
5. **Stöbener, Uwe.** Modal Vibration Control for PVDF Coated Plates [Text] / Uwe Stöbener, Lothar Gaul // *J. of Intelligent Material Systems and Structures*, 2000. –Vol. 11. –P. 283–293.
6. **Stavroulakis, G.E.** Design and robust optimal control of smart beams with applicationon vibrations suppression [Text] / G.E. Stavroulakis, G. Foutsitzi, E. Hadjigeorgiou [et al.] // *Advances in Engineering Software*. –2005. –Vol. 36. –P. 806–813.
7. **Shia, W.** Multivariable model-based shape control for the National Spherical Torus Experiment (NSTX) [Text] / W. Shia, M. Alsarheed, E. Schuster [et al.] // *Fusion Engineering and Design*. –2011. –Vol. 86. –P. 1107–1111.
8. **Stavroulakis, G.E.** Robust active control against wind-induced structural vibrations [Text] / G.E. Stavroulakis, D.G. Marinova, E. Hadjigeorgiou [et al.] // *J. Wind Eng. Ind. Aerodyn.* –2006. –Vol. 94. –P. 895–907.
9. **Fisco, N.R.** Smart structures: Part II – Hybrid control systems and control strategies [Text] / N.R. Fisco, H. Adeli. –*Scientia Iranica, Transactions A: Civil Engineering*. –2011. –Vol. 18. –P. 285–295.
10. **Kucuk, I.** Optimal control of a distributed parameter system with applications to beam vibrations using piezoelectric actuators [Электронный ресурс] / I. Kucuk [et al.] // *J. of the Franklin Institute*. –2012. –Режим доступа: <http://dx.doi.org/10.1016/j.jfranklin.2012.10.008>
11. **Kumar, Rajiv.** MIMO adaptive vibration control of smart structures with quickly varying parameters: Neural networks vs classical control approach [Text] / Rajiv Kumar, S.P. Singh, H.N. Chandrawat // *J. of Sound and Vibration*. –2007. –Vol. 307. –P. 639–661.
12. **Nguyen, Q.** Shape control of smart composite plate with non-rectangular piezoelectric actuators [Text] / Q. Nguyen, L. Tong // *Composite Structures*. –2004. –Vol. 66. –P. 207–214.
13. **Kekana, M.** A static shape control model for piezo-elastic composite structures [Text] / M. Kekana // *Composite Structures*. –2003. –Vol. 59. –P. 129–135.
14. **Hadjigeorgiou, E.P.** Shape control and damage identification of beams using piezoelectric actuation and genetic optimization International [Text] / E.P. Hadjigeorgiou, G.E. Stavroulakis, C.V. Massalas // *J. of Engineering Science*. –2006. –Vol. 44. –P. 409–421.
15. **Krommer, M.** Dynamic shape control of sub-sections of moderately thick beams [Text] / M. Krommer // *Computers and Structures*. –2005. –Vol. 83. –P. 1330–1339.

REFERENCES

1. Ryzhik B.V., Fridman V.M. Uravnoveshivanie gibkikhrotorov s odnovremennym utochneniem koeffitsientov vliianiia / *Mashinovedenie*. –1984. –№ 1. –S. 26–32. (rus)
2. Gould L.A., Murray-Lasso M.A. On the modal control of distributed parameter systems with distributed feedback / *In Transactions on Automatic Control*. IEEE, 1966. –Vol. 11. –P. 79.
3. Porter B., Crossley T.R. Modal Control Theory and Applications. –Taylor and Francis, 1972.
4. Meirowitch, L. Dynamics and Control of Structures. –John Wiley, 1990.
5. Stöbener Uwe, Gaul Lothar Modal Vibration Control for PVDF Coated Plates / *J. of Intelligent Material Systems and Structures*. –2000. –Vol. 11. –P. 283–293.
6. Stavroulakis G.E., Foutsitzi G., Hadjigeorgiou E. [et al.] Design and robust optimal control of smart beams with applicationon vibrations suppression / *Advances in Engineering Software*. –2005. –Vol. 36. –P. 806–813.
7. Shia W., Alsarheed M., Schuster E. [et al.]. Gates Multivariable model-based shape control for the National Spherical Torus Experiment (NSTX) / *Fusion Engineering and Design*. –2011. –Vol. 86. –P. 1107–1111.
8. Stavroulakis G.E., Marinova D.G., Hadjigeorgiou E. [et al.] Robust active control against wind-induced structural vibrations / *J. Wind Eng. Ind. Aerodyn.* –2006. –Vol. 94. –P. 895–907.
9. Fisco N.R., Adeli H. Hybrid control systems and control strategies *Scientia Iranica / Smart structures: P. II. Transactions A: Civil Engineering*. –2011. –Vol. 18. –P. 285–295.
10. Kucuk I. [et al.] Optimal control of a distributed parameter system with applications to beam vibrations using piezoelectric actuators / *J. of the Franklin Institute*. –2012. –Available <http://dx.doi.org/10.1016/j.jfranklin.2012.10.008>
11. Kumar Rajiv, Singh S.P., Chandrawat H.N. MIMO adaptive vibration control of smart structures with quickly varying parameters: Neural networks vs classical control approach / *J. of Sound and Vibration*. –2007. –Vol. 307. –P. 639–661.
12. Nguyen Q., Tong L. Shape control of smart composite plate with non-rectangular piezoelectric actuators / *Composite Structures*. –2004. –Vol. 66. –P. 207–214.
13. Kekana M. A static shape control model for piezo-elastic composite structures / *Composite Structures*. –2003. –Vol. 59. –P. 129–135.
14. Hadjigeorgiou E.P., Stavroulakis G.E., Massalas C.V. Shape control and damage identification of beams using piezoelectric actuation and genetic optimization / *International J. of Engineering Science*. –2006. –Vol. 44. –P. 409–421.
15. Krommer M. Dynamic shape control of sub-sections of moderately thick beams / *Computers and Structures*. –2005. –Vol. 83. –P. 1330–1339.



Приборы, информационно-измерительные системы

УДК 004.931

К.М. Сонькин
Санкт-Петербург, Россия

РАСПОЗНАВАНИЕ ПАТТЕРНОВ МОЗГОВОЙ АКТИВНОСТИ НА ОСНОВЕ МЕТОДА СИМВОЛЬНОЙ РЕГРЕССИИ

K.M. Sonkin
St.-Petersburg, Russia

BRAIN ACTIVITY PATTERN RECOGNITION BASED ON SYMBOLIC REGRESSION

Рассмотрена задача анализа электроэнцефалограмм с целью создания эффективных средств распознавания и категоризации. Реализован метод символьной регрессии на основе генетического программирования, ключевым преимуществом которого является автоматический подбор структуры регрессионной модели. Приведены результаты исследований, показывающие, что точность регрессионных моделей сигналов малой длительности составила в среднем 86 %.

АНАЛИЗ СИГНАЛОВ ЭЭГ. СИМВОЛЬНАЯ РЕГРЕССИЯ. ИНТЕРФЕЙС МОЗГ-КОМПЬЮТЕР. ПАТТЕРНЫ МОЗГОВОЙ АКТИВНОСТИ. ВООБРАЖАЕМЫЕ ДВИЖЕНИЯ.

The task of electroencephalogram analysis is examined for the purpose of generation of effective recognition and categorization means. Symbolic regression method based on genetic programming is realized with the key advantage of automatic generation of regression model structure. Research results, given in the paper, represent the accuracy of short duration signals regression models at the level of 86 % upon the average.

ANALYSIS OF EEG SIGNALS. SYMBOLIC REGRESSION. BRAIN-COMPUTER INTERFACE. BRAIN ACTIVITY PATTERNS. IMAGINED MOVEMENTS.

Системы анализа сигналов мозговой активности человека от неинвазивных источников, полученных в процессе электроэнцефалографии (ЭЭГ), являются основой интенсивно развивающегося междисциплинарного исследования по созданию интерфейса мозг-компьютер (ИМК). ИМК измеряет активность мозга и конвертирует ее в «искусственный выход мозга», который замещает или дополняет естественные выходы, и, соответственно, изменяет последующие взаимодействия между мозгом и окружающей средой [1]. Эта функция ИМК обуславливает его актуальность для людей с ограниченными возможностями, с тяжелыми двигательными нарушениями, а также в контексте развития исследований деятельности головного мозга.

Подавляющее большинство ИМК, основанных на различных подходах (регистрация вызванного потенциала Р300, регистрация моторного воображения, визуально вызванные потенциалы), имеет сходные этапы обработки сигналов ЭЭГ:

- 1) выделяются участки ЭЭГ в наблюдаемых каналах, на которых ожидается возникновение сигналов с характерными признаками;

- 2) осуществляется переход к спектральному анализу с помощью преобразования Фурье;

- 3) применяется нейросетевой подход для распознавания или категоризации паттернов [2–6].

Рассмотрим второй этап подробнее. Недостатком спектрального анализа является потеря информации о временной локализации частот и

корреляции между характерными событиями во временной области.

Цель данной работы – создать эффективные средства анализа сигналов ЭЭГ, позволяющие решать задачи распознавания и категоризации наблюдаемых паттернов. Для этого предлагается использовать метод символьной регрессии [7], что дает возможность, в определенной мере, устранить указанный выше недостаток. В результате получается регрессионная модель сигнала ЭЭГ в аналитическом виде, позволяющая осуществлять генерацию характерных признаков с использованием методов классического функционального анализа.

Для оценки эффективности предложенного подхода проведены модельные исследования. При этом в качестве исходных данных использовались записи ЭЭГ, полученные при осуществлении воображаемых движений пальцами одной руки. Полученные результаты показывают возможность достоверного различения воображаемых движений разными пальцами и позволяют оценить точность символьных регрессионных моделей.

Метод символьной регрессии

Задача отыскания оптимальной параметрической регрессионной модели является крайне актуальной в области распознавания образов, несмотря на большую историю исследований. Известен метод группового учета аргументов, согласно которому модель, доставляющая наилучшее приближение, отыскивается во множестве последовательно порождаемых моделей [8].

В предлагаемой статье реализуется метод символьной регрессии. *Символьная регрессия* – метод построения регрессионных моделей путем перебора произвольных суперпозиций функций из некоторого заданного набора. Для построения суперпозиции функций и поиска оптимальной регрессионной модели используется *генетическое программирование*. При этом реализуется поиск моделей по итерационной схеме «порождение-выбор» в соответствии с определенными правилами порождения моделей и критерием их выбора. Последовательно порождаются наборы конкурирующих моделей, при этом каждая модель является суперпозицией элементов заданного множества гладких параметрических функций. Из набора

выбираются лучшие модели для последующей модификации.

Поставим задачу нахождения символьной регрессионной модели нескольких свободных переменных следующим образом. Пусть имеется n независимых переменных $X_i, i = \overline{1, n}$ и одна зависимая переменная Y . Также задана выборка $X \in R^{N \times n}$ значений независимых случайных величин

$$X_1 = x_{k,1}, X_2 = x_{k,2}, \dots, X_n = x_{k,n}, k = \overline{1, N} :$$

$$X = \begin{bmatrix} x_{1,1} & x_{1,2} & \dots & x_{1,n} \\ x_{2,1} & x_{2,2} & \dots & x_{2,n} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ x_{N,1} & x_{N,2} & \dots & x_{N,n} \end{bmatrix}$$

и вектор $Y \in R^N$ соответствующих значений зависимой случайной величины

$$Y(X_1 = x_{k,1}, \dots, X_n = x_{k,n}) = y_k, k = \overline{1, N} : Y = \begin{bmatrix} y_1 \\ y_2 \\ \vdots \\ y_N \end{bmatrix}.$$

Обозначим как множество входных данных множество $D = \{X, Y\}$.

Также задано множество гладких функций $G = \{g(x, y, z, \dots) | g : R \times \dots \times R \rightarrow R\}$. Функции $g(x, y, z, \dots) \in G$ имеют конечное число аргументов, отличное от нуля. В качестве аргументов функций $g \in G$ могут выступать как значения независимых переменных из матрицы X , так и значения, являющиеся результатом вычисления другой функции $g' \in G$ (g' не обязательно должна быть отлична от g). Состав множества гладких функций определяется с учетом природы анализируемых данных. Наиболее часто с этой целью используются экспоненциальные, тригонометрические, логарифмические функции.

Рассмотрим множество всевозможных суперпозиций из не более, чем $r \in R$ функций $g \in G$: $\Omega_r = \{\omega(x) = (g_1 \circ g_2 \circ \dots \circ g_k)(x) | g_i \in G, i = \overline{1, k}, k \leq r\}$. Каждый элемент множества $\omega \in \Omega_r$ является гладкой функцией от вектора независимых переменных $\omega = \omega(x), x = (x_1, \dots, x_n)^T$. В общем случае произвольная функция ω может зависеть не от всех компонент вектора x .

Регрессионная модель $f^{r,d}(w, x)$ будет задаваться следующим образом:

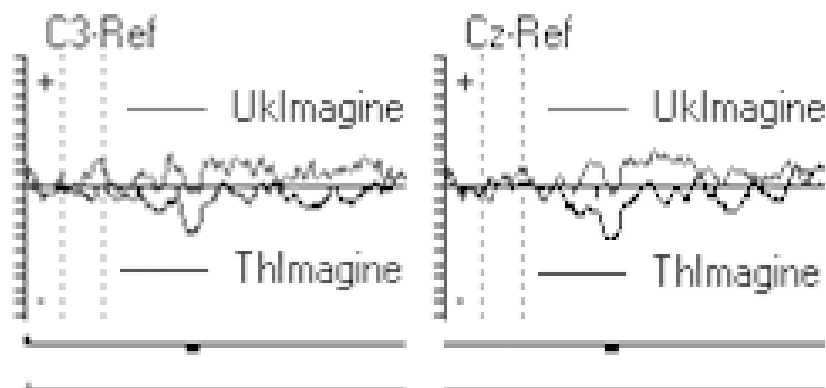


Рис. 1. Паттерны ЭЭГ, соответствующие воображаемым нажатиям на кнопку большим и указательным пальцами одной руки

$$f^{r,d}(w, x) = w^T \cdot \left[\frac{1}{\bar{\Omega}_d^r} \right] =$$

$$= w_0 + w_1 \omega_1(x) + \dots + w_d \omega_d(x),$$

где $d \in R$; $w = (w_0, \dots, w_d)^T \in R^{d+1}$ – вектор параметров регрессионной модели; $x = (x_1, \dots, x_n)^T \in R^n$ – вектор независимых переменных; $\bar{\Omega}_d^r = [\omega_1(x), \dots, \omega_d(x)]^T$, $\omega_i(x) \in \Omega_r$, $i = \overline{1, d}$ – вектор, компонентами которого являются суперпозиции гладких функций из множества Ω_r . Таким образом, регрессионная модель в общем случае является нелинейной относительно вектора независимых переменных. В предлагаемой работе построение суперпозиции функций и поиск оптимальной регрессионной модели происходит с помощью генетического программирования.

Наконец, определим множество всех регрес-

сионных моделей $\Phi^{r,z} = \{f^{r,d}(w, x) \mid d \leq z\}$.

Зададим функционал невязки регрессионной модели $f^{r,d}(w, x)$ следующим образом:

$$p(f^{r,d}) = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_{k=1}^N (f^{r,d}(\tilde{w}, X_k) - y_k)^2},$$

где X_k – строка матрицы X значений независимых переменных; y_k – компонента вектора Y – соответствующее значение зависимой переменной; $\tilde{w}$ – вектор оптимальных параметров для линейной регрессионной модели $f^{r,d}(w, x)$, найденный с помощью метода наименьших квадратов:

$$\tilde{w} = \arg \min_{w \in R^{d+1}} \left(\frac{1}{2} \sum_{k=1}^N (f^{r,d}(w, X_k) - y_k)^2 \right).$$

Итак, требуется найти такую регрессионную модель $f^{r,d}(\tilde{w}, x) \in \Phi^{r,z}$, которая доставляет минимум функционалу $p(f^{r,d})$: $f^{r,d}(\tilde{w}, x) = \arg \min_{f^{r,d} \in \Phi^{r,z}} p(f^{r,d})$.

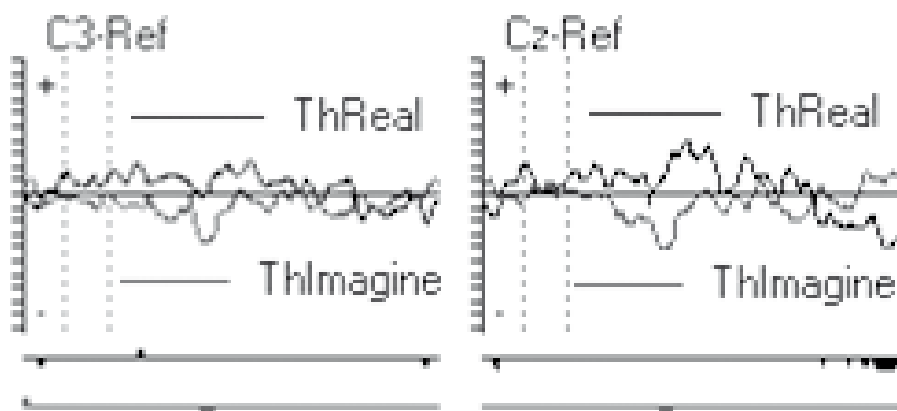


Рис. 2. Паттерны ЭЭГ, соответствующие воображаемым и реальным нажатиям на кнопку большим пальцем

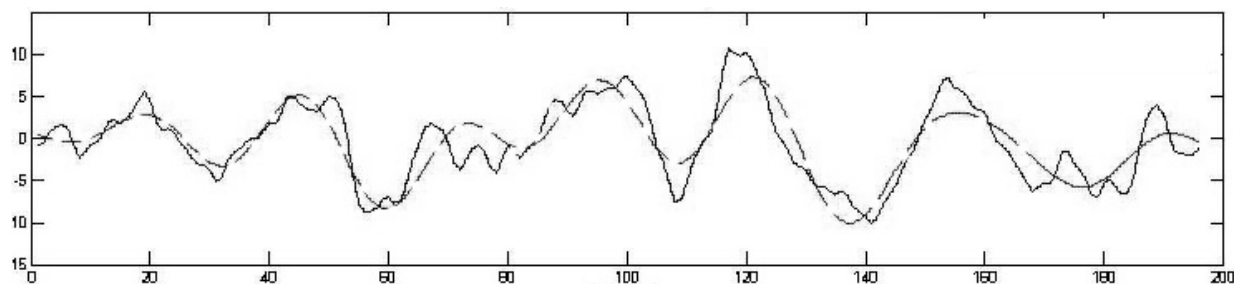


Рис. 3. Паттерн ЭЭГ, соответствующий воображаемому нажатию на кнопку указательным пальцем (—), полученная регрессионная модель (---)

Результаты эксперимента

Символьная регрессия коротких участков сигналов ЭЭГ, соответствующих мысленным командам, рассматривается в качестве средства перехода от численных к аналитическим, функциональным методам анализа.

На данный момент среди ИМК, основанных на анализе ЭЭГ, наиболее перспективными представляются интерфейсы, классифицирующие ментальные состояния, соответствующие воображению движений различных органов тела. У людей в состоянии бодрствования наблюдается ритм в диапазоне 8–12 Гц над первичными областями соматосенсорной и двигательной коры в отсутствие сенсорного входа или движения, называемый *мю-ритмом*. Движение или подготовка к движению некоторого исполнительного органа обычно сопровождается десинхронизацией мю- и бета-ритмов в корковых представлениях этого органа. Увеличение мю-ритма, т. е. синхронизация, связанная с событием, наблюдается после движения и во время расслабления [9].

В результате совместных исследований с сотрудниками Института мозга человека РАН организован и проведен эксперимент, в котором в качестве управляющих команд регистрировались сигналы ЭЭГ, записанные во время выполнения испытуемым реальных и воображаемых движений. Такими движениями были нажатия на кнопку большим и указательным пальцами одной руки. Кнопка располагалась под двумя пальцами, что исключало необходимость движения кистью. Проводились серии воображаемых и реальных нажатий по 100 реализаций каждая. В результате эксперимента установлено, что паттерны, уникальные для каждого из типов движений, возникают в отведениях C3 и Cz, что соответствует

литературным данным [9]. На рис. 1 и 2 приведены паттерны мозговой активности: сигналы ЭЭГ, усредненные по 10 реализациям, соответствующие различным типам движения.

Особый интерес представляют записи сигналов ЭЭГ при воображаемых движениях большим и указательным пальцами. Из результатов эксперимента следует, что при обеспечении необходимой точности средств распознавания и классификации, возможно управление ИМК с помощью воображаемых движений пальцами руки.

Для каждого из полученных сигналов были построены символьные регрессионные модели с использованием приведенного в статье метода. На рис. 3 приведен один из сигналов и соответствующая регрессионная модель.

Аналитический вид полученной регрессионной модели:

$$4,575 \sin^2(6,236x) + (2,907 - 71,57/x) \times \\ \times \sin(6,236x) - 0,025 \sin(6,11x)(x + 29,76) + \\ + 0,02 \sin(6,039x)(5,961x + 38,89) - \\ - 0,0006 \sin(6,039x)(x + 17,57)^2 - 2,846.$$

Высокая точность полученных регрессионных моделей, составляющая, усредненно по выборке, 86 %, позволяет учесть все характерные точки исходного сигнала, а широкий набор средств функционального анализа делает возможным формирование вектора признаков, соответствующего конкретным командам из определенного набора. Таким образом, целостный конструкт ритмов ЭЭГ ставится в соответствие целостному когнитивному процессу – мысленной команде.

В результате проведенных исследований установлено, что метод символьной регрессии применим для построения регрессионных моделей сигналов электроэнцефалограмм и анализа



их во временной области. В частности, проведены эксперименты по анализу сигналов ЭЭГ большой (порядка 2000 мс) и малой (400–500 мс) длительности, регистрируемых во время решения различных когнитивных задач. В первом случае получены символьные регрессионные модели паттернов мозговой активности при решении пространственных и вербально-логических задач, соответствующих полному времени решения задачи. Результатом применения описанного выше метода для различения паттернов когнитивной деятельности стало существенное снижение размерности данных, возможность структурного анализа и выявления характерных ритмических признаков [10].

Особый интерес представляют результаты применения регрессионных моделей для сиг-

налов малой длительности, регистрируемых во время воображаемых нажатий на кнопку, где точность модели составила в среднем 86 %. Это создает необходимые предпосылки для значительного увеличения точности средств распознавания и категоризации сигналов мозговой активности, в частности, в интерфейсе мозг-компьютер, позволяющем управлять устройствами с помощью мысленных команд в реальном времени.

Ключевыми преимуществами применения предложенного метода являются автоматический подбор регрессионной модели в аналитическом виде и анализ сигнала во временной области, что позволяет генерировать векторы признаков для подачи на вход нейронной сети с учетом локальных экстремумов и их временной локализации.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Wolpaw, J.R.** Brain-computer interfaces as new brain output pathways [Text] / J.R. Wolpaw // *J. Physiol* 579.3. –2007. –Р 613–619.
2. **Farwell, L.A.** Taking off the top of your head: toward a mental prosthesis utilizing event-related potentials [Text] / L.A. Farwell, E. Donchin // *Electroencephalogr. Clinical Neurophysiology*. –1988. –Vol. 70. –Р. 510–523.
3. **Шишкин, С.Л.** Интерфейс мозг-компьютер на основе волны P300: волна N1 и проблема дистракторов [Текст] / С.Л. Шишкин, И.П. Ганин, И.А. Басюл, А.Я. Каплан // Матер. XV Междунар. конф. по нейрокибернетике ICNC-09. –Ростов-на-Дону: ЮФУ, 2009. –Т. 2. –С. 30–33.
4. **Wolpaw, J.R.** Brain-computer interfaces for communication and control [Text] / J.R. Wolpaw [et al.] // *Clinical Neurophysiology*. –2002. –Vol. 113. –Р. 767–791.
5. **Zhu, D.** A Survey of Stimulation Methods Used in SSVEP-Based BCIs [Text] / D. Zhu [et al.] // *Computational*

Intelligence and Neuroscience. –2010.

6. **Иваницкий, Г.А.** Распознавание типа решаемой в уме задачи по нескольким секундам ЭЭГ с помощью обучаемого классификатора [Текст] / Г.А. Иваницкий // Сб. науч. тр. VIII Всерос. науч.-техн. конф. Нейроинформатика-2006. –М.: МИФИ. –2006. –Т. 3. –С. 217–224.

7. **Стризов, В.В.** Поиск параметрической регрессионной модели в индуктивно заданном множестве [Текст] / В.В. Стризов // Журнал вычислительных технологий. –2007. –№ 1. –С. 93–102.

8. **Malada, H.R.** Inductive Learning Algorithms for Complex Systems Modelling [Text] / H.R. Malada, A.G. Ivakhnenko. –CRC Press, 1994.

9. **McFarland, D.J.** Mu and beta rhythm topographies during motor imagery and actual movement [Text] / D.J. McFarland, L.A. Miner, T.M. Vaughan [et al.]. –*Brain Topogr.* 2000a, 3. –Р. 177–186.

REFERENCES

1. Wolpaw J.R. Brain-computer interfaces as new brain output pathways / *J. Physiol* 579.3. – 2007. – P 613–619.
2. Farwell L.A., Donchin E. Taking off the top of your head: toward a mental prosthesis utilizing event-related potentials / *Electroencephalogr. Clinical Neurophysiology*. – 1988. Vol. 70. P. 510–523.
3. Shishkin S.L., Ganin I.P., Basiul I.A., Kaplan A.Ia. Interfeis mozg-komp'iuter na osnove volny P300: volna N1 i problema distraktorov / Матер. XV Mezhdunar. konf. po neirokibernetike "ICNC-09" (Rostov-na-Donu, 23-25 sent. 2009). – Rostov-na-Donu: IUFU, 2009. –Т. 2. – S. 30–33. (rus)
4. Wolpaw J.R. et al. Brain-computer interfaces for

communication and control / *Clinical Neurophysiology*. – 2002. – Vol. 113. – P. 767–791.

5. Zhu D. et al. A Survey of Stimulation Methods Used in SSVEP-Based BCIs / *Computational Intelligence and Neuroscience*. – 2010.

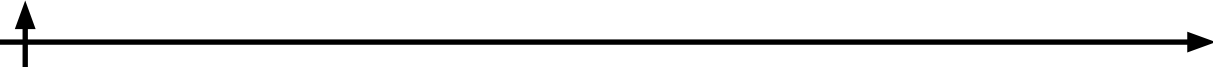
6. Ivanitskii G.A. Raspoznavanie tipa reshaemoi v ume zadachi po neskol'kim sekundam EEG s pomoshch'iu obuchaemogo klassifikatora / Sb. nauch. tr. VIII Vseros. nauch.-tekhn. konferentsii Neiroinformatika-2006. – M.: MIFI, 2006. – Т. 3. – S. 217–224. (rus)

7. Strizhov V.V. Poisk parametricheskoi regressionnoi modeli v induktivno zadannom mnozhestve / *Zhurnal vychislitel'nykh tekhnologii*. – 2007. – № 1. – S. 93–102. (rus)

8. Malada H.R., Ivakhnenko A.G. Inductive Learning Algorithms for Complex Systems Modelling. – CRC Press, 1994.

9. McFarland D.J., Miner L.A., Vaughan T.M.,

Wolpaw J.R. Mu and beta rhythm topographies during motor imagery and actual movement. – Brain Topogr. 2000a, 3. – P. 177–186.



Электроника, технологии производства материалов электронной техники

УДК 004.383.8, 004.384, 004.896

*А.Е. Васильев¹, До Суан Тьен²
Д. Кабесас³, Я.Д. Садин⁴, А.В. Донцова⁵
^{1, 3-5} Санкт-Петербург, Россия; ² Ханой, Вьетнам*

МЕТОДОЛОГИЧЕСКИЕ АСПЕКТЫ И ИНСТРУМЕНТАЛЬНЫЕ СРЕДСТВА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ ФУНКЦИОНАЛЬНО-ОРИЕНТИРОВАННЫХ МИКРОКОНТРОЛЛЕРОВ ДЛЯ ВСТРАИВАЕМЫХ ПРИЛОЖЕНИЙ

*A.E. Vasiliev¹, Đỗ Xuân Tiên²
D. Cabezas³, Ya.D. Sadin⁴, A.V. Dontsova⁵
^{1, 3-5} St.-Petersburg, Russia; ² Hanoi, Vietnam*

METHODOLOGICAL ASPECTS AND CAD TOOLS FOR FUNCTION-ORIENTED EMBEDDED MICROCONTROLLERS

Предложена классификация функционально-ориентированных микроконтроллеров, приведены примеры устройств различных классов. Предложены новые подходы к разработке аппаратного обеспечения встраиваемых микроконтроллерных устройств, обеспечивающие снижение трудоемкости проектирования систем управления на их основе и улучшение показателей качества функционирования таких систем по сравнению с известными решениями. Существенная часть статьи отводится практической реализации инструментальных комплексов, предоставляющей возможность их применения в научно-исследовательской и учебной деятельности.

ФУНКЦИОНАЛЬНО-ОРИЕНТИРОВАННЫЙ МИКРОКОНТРОЛЛЕР. ВСТРАИВАЕМАЯ СИСТЕМА УПРАВЛЕНИЯ. СИСТЕМА АВТОМАТИЗИРОВАННОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ. ПРОГРАММИРУЕМАЯ ЛОГИЧЕСКАЯ СХЕМА. МИКРОКОНТРОЛЛЕР.

Classification and examples of function-oriented microcontrollers are described. New effective approach to design such devices on the basis of VLSI is proposed. Realization of CAD tools and function-oriented microcontrollers for science research and teaching is described.

FUNCTION-ORIENTED MICROCONTROLLER. EMBEDDED CONTROL SYSTEM. CAD-SYSTEM. PLD-CIRCUIT. MICROCONTROLLER.

В практике реализации встраиваемых микроконтроллерных систем управления все большую значимость и развитие приобретает тематика т. н. *функционально-ориентированных контроллеров* (или *функционально-ориентированных процессоров*). Функционально-ориентированные процессоры (контроллеры) (далее – ФОП, ФОК) представляют собой специализированные вычислители, содержащие архитектурные, алгоритмические, схемотехнические и иные решения, направленные на эффективное (в смысле миними-

зации трудозатрат разработчика целевой задачи, времени выполнения алгоритма, затрат памяти и др.) решение относительно узкого (специального) класса задач управления [1]. Несмотря на продолжительную историю существования этих терминов, активный интерес к данной области проявляется именно в последние годы благодаря новым технологическим возможностям микросхемотехнического проектирования и производства микросхем с высокой степенью интеграции.

Актуальность развития данной проблематики

обусловлена действием ряда факторов (в т. ч. экономических), в совокупности приводящих к тому, что во многих технических приложениях требуется использование максимально оптимизированных (в указанных выше смыслах) решений, при этом многообразие функциональных возможностей микроконтроллеров общего назначения нередко оказывается излишним и вызывающим не оправданные реальными потребностями дополнительные расходы (стоимостные, эксплуатационные и пр.), а программная реализация на таких микроконтроллерах специальных алгоритмов – недопустимо затратной с точки зрения указанных выше критериев оптимальности системы.

К типовым приложениям, в которых целесообразно и востребовано применение ФОП и ФОК, относятся различного рода бортовые системы управления, автономные системы связи, распределенные системы сбора данных, персональные коммуникаторы и др.

Развитие такого класса систем характеризуется ростом требований к их надежности и к точности вычислений, ростом сложности алгоритмов, увеличением числа различных датчиков и исполнительных механизмов, ужесточением требований к частотным характеристикам, массогабаритным показателям и потребляемой мощности.

Таким образом, для каждой группы задач (из их достаточно разнообразного круга) желательно располагать специальным, наилучшим образом подходящим к этой группе задач, микроконтроллером.

Классификация и примеры реализации ФОК

Для ряда описанных выше специальных приложений производителями (в т. ч. в России) выпускаются функционально-ориентированные микроконтроллеры. Несмотря на многообразие задач, в которых целесообразно применение ФОК, последние могут быть объединены в группы с использованием различных критериев, в частности, критерия основного направления их специализации (рис. 1).

Рассмотрим ниже некоторые характерные примеры разработок ФОК, не только представляющих научно-практический интерес, но и успешных в коммерческом смысле – являющихся серийно выпускаемыми изделиями с устойчивым рынком сбыта.

Характерным представителем первой классификационной ветви является выпускаемый фирмой Atmel ФОК-микроконтроллер АТА5505 [2], содержащий встроенный блок RFID-интерфейса, обеспечивающий беспроводной радиочастотный обмен данными со встроенными в объекты идентификационными метками (иначе – RFID-метками, или транспондерами), что широко применяется в системах складского учета, конвейерном производстве, системах идентификации, контроля доступа и т. п. ФОК АТА5505 исполняется в корпусе QFN размером 5×7 мм, работает в низкочастотном диапазоне радиосигналов (100–150 КГц) и совместим со всеми действующими

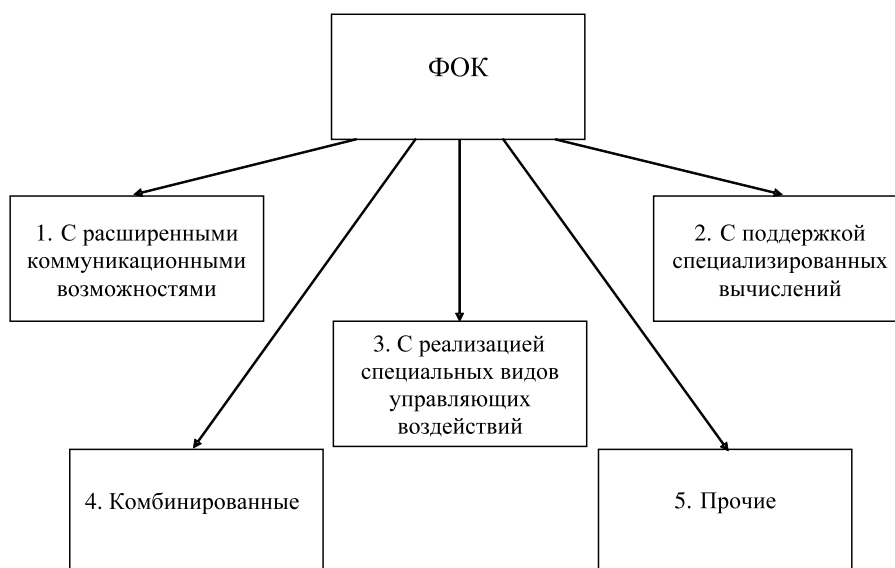


Рис. 1. Вариант классификации ФОК

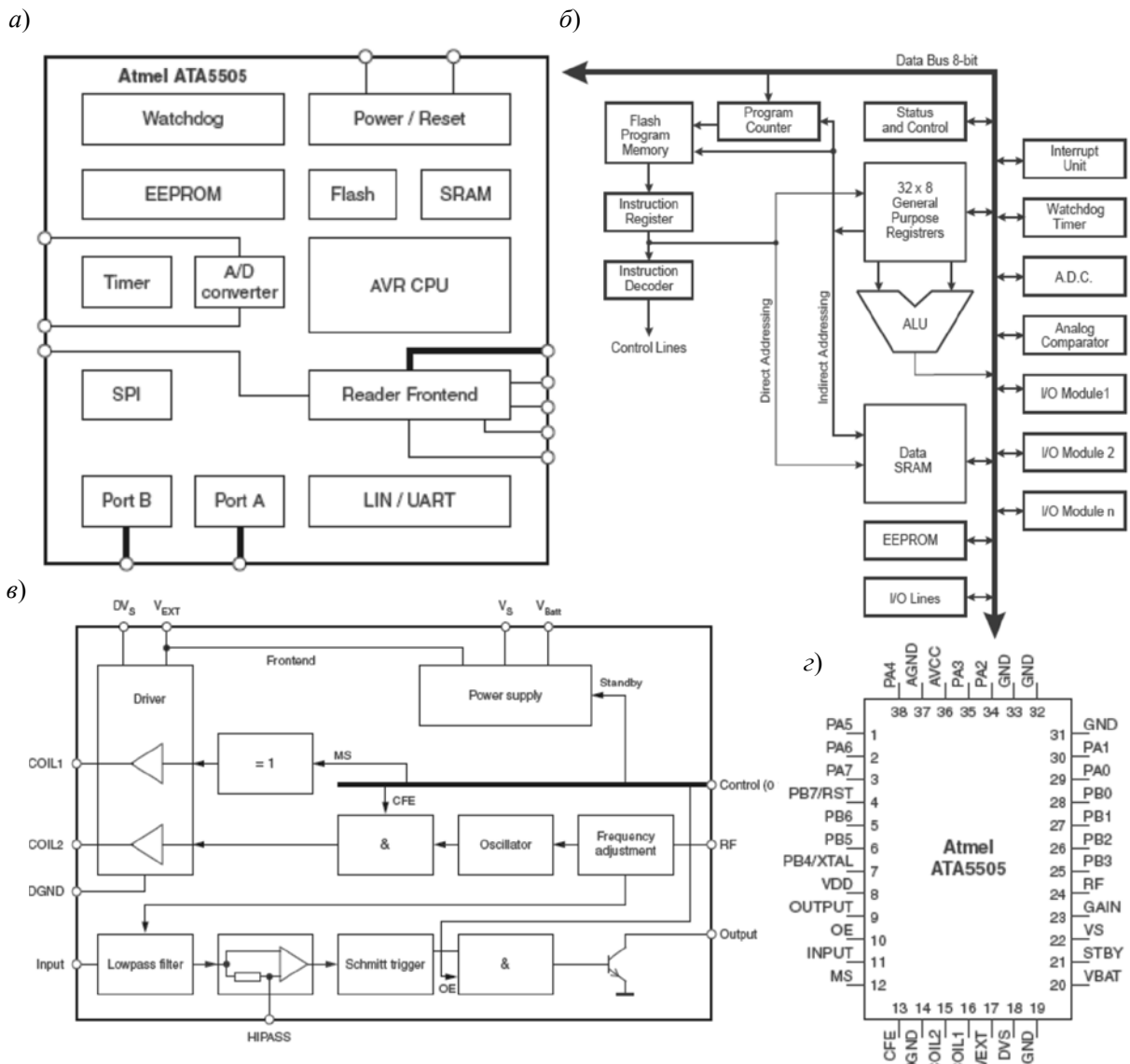


Рис. 2. ФОК ATA5505:
а – структура; б – ядро; в – блок RFID; г – цоколевка

щими стандартами чтения и программирования RFID-меток с амплитудной манипуляцией, что позволяет разработать полноценное решение для схем идентификации с использованием минимального количества внешних компонентов, тем самым обеспечивая возможность сокращения стоимости и сроков разработки нового изделия, а также обеспечения его наилучших надежностных и массогабаритных показателей (рис. 2).

ФОК ATA5505 имеет 512 байтов статической памяти, 512 байтов EEPROM, 16 входов-выходов общего назначения, 32 регистра общего назначения, 8-разрядный таймер-счетчик со

схемой сравнения, 16-разрядный таймер-счетчик со схемами захвата и сравнения, универсальный последовательный интерфейс, контроллер внутренних и внешних прерываний, 11-канальный 10-разрядный АЦП, программируемый сторожевой таймер со встроенным генератором и три программно настраиваемых режима энергопотребления. За счет выполнения сложных инструкций за один цикл, микроконтроллер позволяет достичь производительности 1MIPS на МГц с возможностью настройки потребляемой мощности и скорости вычислений.

Представителем второй классификационной

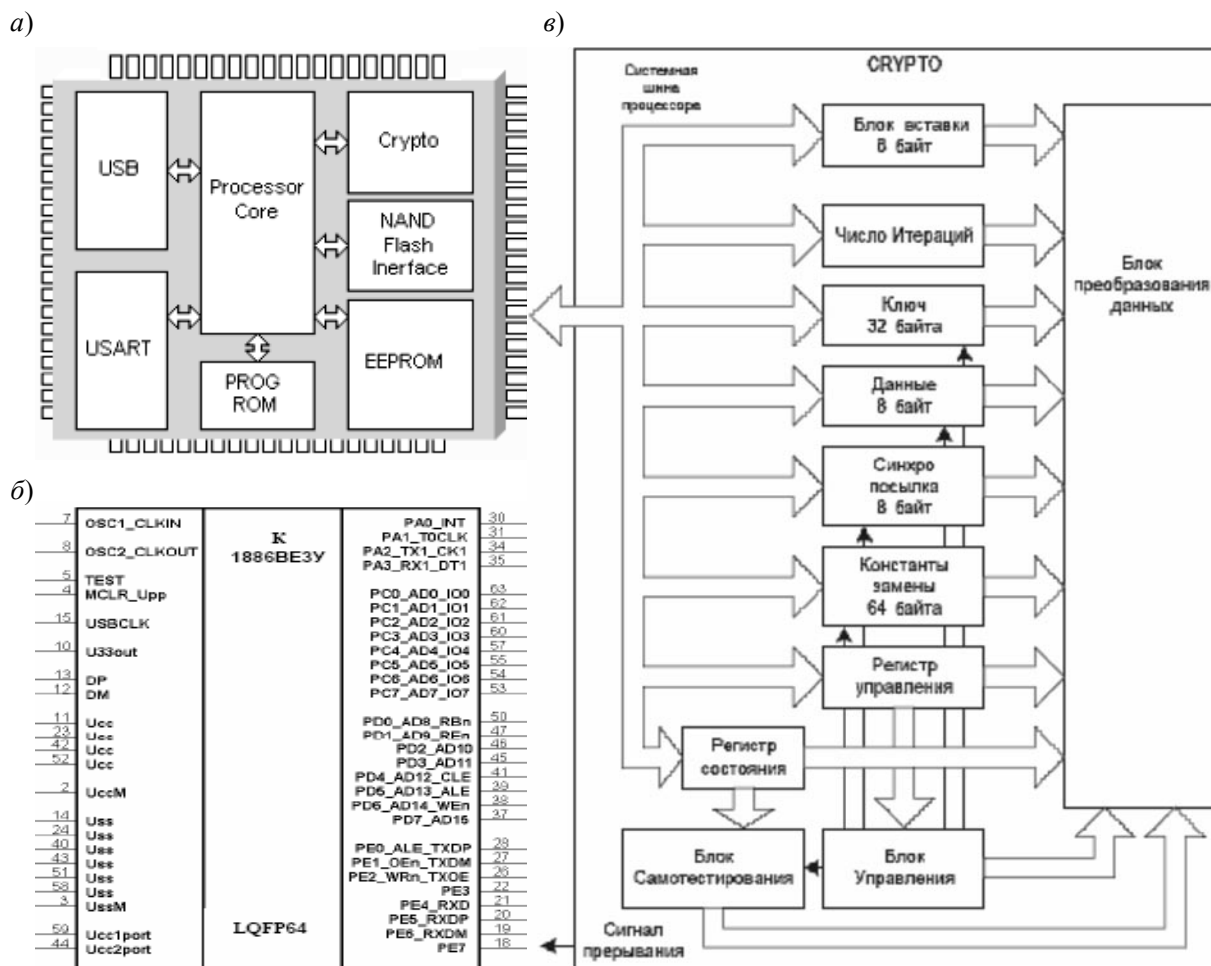


Рис. 3. ФОК K1886BE3У:
а – структура; б – цоколевка; в – схема блока криптозащиты

ветви является выпускаемый фирмой Миландр (г. Зеленоград) микроконтроллер 1886BE3 [3] (рис. 3).

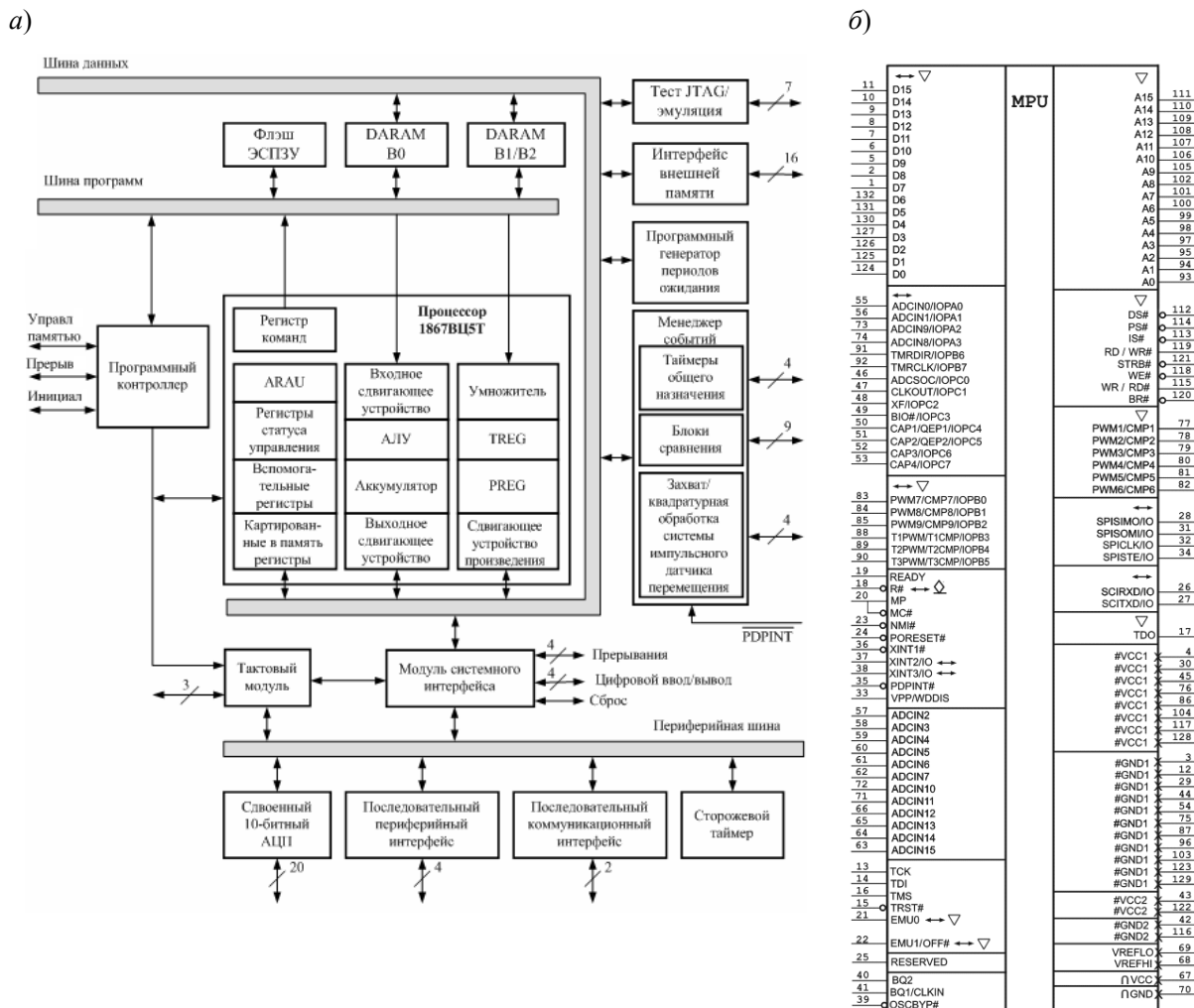
Данный микроконтроллер содержит блок аппаратной поддержки алгоритма криптографической защиты информации по ГОСТ 28147-89, 16-разрядный таймер-счетчик, коммуникационные порты USB и USART, 28 линий портов ввода-вывода, встроенную память программ объемом 32 К×16 байт, встроенную память данных объемом 902 байта, четырехвекторный контроллер прерываний, сторожевой таймер. По системе команд ФОК совместим с МК PIC17 и выпускается в корпусе LQFP64.

Третью классификационную ветвь ФОК можно охарактеризовать примером микроконтроллеров 1867ВЦ5Т [4] (рис. 4), выпускаемых Научно-исследовательским институтом электронной

техники (НИИ ЭТ, г. Воронеж) и предназначенных для построения систем цифрового управления электрическими двигателями.

Микроконтроллер 1867ВЦ5Т содержит 16-разрядный процессор цифровой обработки сигналов, совместимый с архитектурой процессора 1867ВМ2, встроенную флэш-память программ, блок менеджера событий, а также ряд последовательных интерфейсов (в их числе SCI и SPI).

В состав менеджера событий входит 12-канальный блок ШИМ, три таймера, 6 блоков сравнения, 4 блока захвата. В состав ФОК входят также два независимых 10-разрядных 8-канальных АЦП, что позволяет разрабатывать различные системы управления электроприводом с существенно меньшими трудозатратами, чем при традиционном подходе к разработке (например, реализовать систему демпфирования колеба-



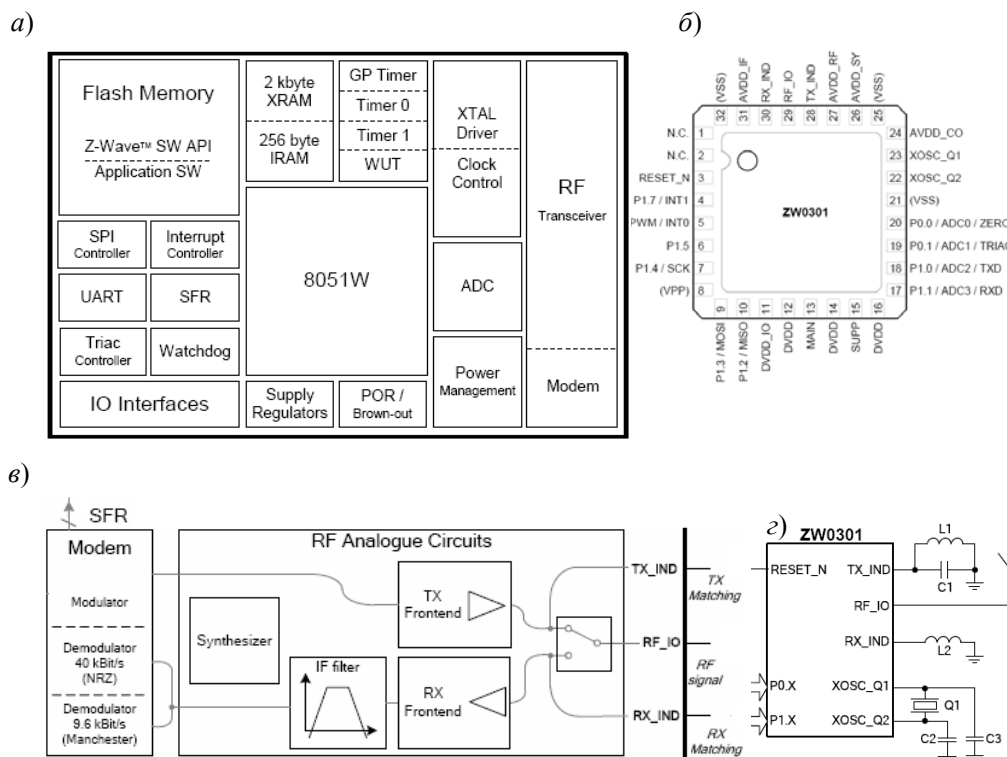


Рис. 5. ФОК ZW0301:

а – структура; б – цоколевка; в – блок радиоканала; г – схема включения

ложение, вращение и др.), а также интерфейс P-АТА для прямой работы с внешними накопителями.

К пятой классификационной группе ФОК могут быть отнесены известные альтернативы ФОКам с фиксированной архитектурой аппаратных средств – т. н. *системы на кристалле*, программируемые системы на кристалле (System on Chip, Programmable System on Chip – SoC, PSoC), – содержащие в корпусе одной интегральной микросхемы узел микроконтроллера и узел программируемой логической интегральной схемы или программируемой аналоговой интегральной схемы (ПЛИС, ПАИС). Функционирование микроконтроллерного ядра такого ФОК с переменной структурой определяется записываемой в его память программой, а функционирование ПЛИС или ПАИС – записываемой в ее память конфигурацией аппаратных соединений ее элементов. Тем самым разработчику предоставляется возможность создавать и описывать как программно задаваемые, так и аппаратно задаваемые элементы преобразования информации. Примером таких ФОК может являться семейство PSoC, выпускаемых фирмой Cypress [7]. В семейство

входят PSoC, в т. ч. с микроконтроллерами популярных архитектур MCS-51 (рис. 6) и ARM.

К этой же пятой группе относятся микроконтроллеры фирмы EnergyMicro семейства Gesco, в частности, EFM32G210F128-QFN32 [8], разрабатываемые для применения в системах с предельно жесткими ограничениями на энергопотребление компонентов. Так, указанный ФОК в режиме максимальных функциональных возможностей потребляет ток 150 мкА/МГц, а в режиме ожидания событий (изменение состояния входных контактов) его ток потребления составляет 20 нА.

Постановка задачи

Несмотря на многообразие ФОК, направленных на удовлетворение различным условиям, предъявляемым к разрабатываемой микроконтроллерной системе управления, проблема создания и использования ФОК не может быть гарантированно решена исключительно в рамках существующих подходов, что подтверждается следующими обстоятельствами:

- в большинстве ФОК кардинальная оптимизация проводится по одному критерию, в связи с чем задача поиска ФОК, одновременно удовлет-

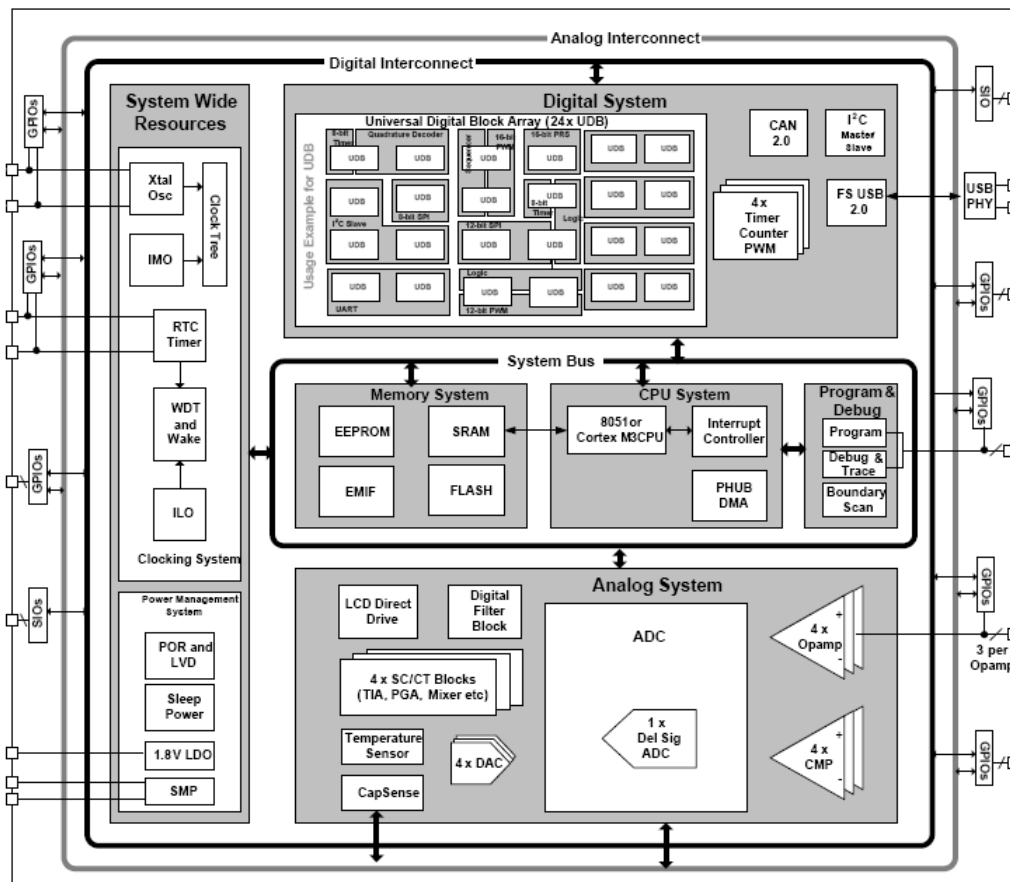


Рис. 6. Структура ФОК PSoc CY8C38

воряющего нескольким требованиям (относящегося к классификационной группе 4 на рис. 1), может оказаться разрешимой лишь частично и потому неоптимально (например, путем выбора заведомо избыточного ФОК), либо вовсе неразрешимой, что усложняет процесс разработки конкретного нового изделия;

- коллектив разработчиков, систематически использующих ФОК в своих разработках, как правило сталкивается с проблемой миграции между различными классами ФОК для очередной новой разработки, что приводит к дилемме: либо использованию хорошо известных разработчику, но заведомо избыточных ФОК (т. е. неоптимальному решению задачи разработки), либо профессиональному освоению аппаратного и программного обеспечения новых и новых ФОК, что в большинстве случаев чревато увеличением продолжительности разработки, а в ряде случаев – и недостаточным уровнем ее качества.

Подход с использованием архитектурных ре-

шений ФОК типа PSoc, несмотря на очевидные достоинства, также имеет ряд недостатков:

- архитектурные возможности применяемых в таких ФОК ПЛИС и ПАИС как правило не позволяют реализовать с их применением сложные структуры обработки данных, необходимые, в частности, для решения задач аппаратной поддержки специфических вычислений (второй классификационной группы по рис. 1);
- сохраняется проблематичность описанной выше миграции разработчика между моделями ФОК для очередных разработок.

В связи с отмеченными выше обстоятельствами, целесообразным, на наш взгляд, является принципиально иной подход к разработке ФОК, заключающийся в предоставлении разработчику целевого встраиваемого приложения средств создания (либо конфигурирования) произвольного ФОК с определяемыми потребностями разработчика возможностями.

Тем самым преодолевается противоречие между существующим представлением о МК

(и ФОК в т. ч.) как о вычислительных системах, чья функциональная гибкость обеспечивается исключительно путем изменения программной составляющей при неизменной архитектуре аппаратных средств – с одной стороны, и потребностью изменять эту архитектуру в зависимости от решаемой задачи – с другой стороны. В распоряжение разработчика должен быть предоставлен инструмент, позволяющий создать наиболее соответствующую задаче архитектуру аппаратной платформы ФОК, после чего разработать для этой платформы необходимое программное обеспечение.

Таким образом, речь должна идти о создании специализированных инструментальных решений, обеспечивающих поддержку научно-исследовательских и начальных этапов опытно-конструкторских работ в области проектирования аппаратуры и программного обеспечения функционально-ориентированных контроллеров.

Предлагаемые архитектурные решения для инструментальных средств

Основная идея построения инструментального комплекса базируется на использовании расширяемых параметризуемых библиотек описания ядра и периферийных устройств ФОК для программируемых интегральных схем (ПЛИС или ПАИС). С применением средств САПР для ПЛИС/ПАИС разработчик, исходя из требований к архитектуре создаваемого ФОК, выбирает существующие модули, хранящиеся в библиотеке готовых решений, создает недостающие модули (при необходимости пополняя ими эту библиотеку) и объединяет существующие и вновь созданные модули для получения описания нового ФОК. После отладки, трансляции этого описания в машинную форму и его занесения в память ПЛИС (ПАИС), последняя начинает выполнять функции аппаратного обеспечения разрабатываемого ФОК.

Далее, используя средства САПР для разработки программного обеспечения ФОК, разработчик создает, отлаживает, транслирует в машинную форму и загружает в память ФОК прикладную программу.

Мы предлагаем следующую структуру инструментального комплекса средств проектирования ФОК (рис. 7):

- инструментальные средства САПР ПЛИС/ПАИС, позволяющие разрабатывать и/или конфигурировать аппаратную платформу ФОК;

- расширяемая разработчиком библиотека типовых архитектурных решений для аппаратуры ФОК;

- инструментальные средства САПР для программного обеспечения ФОК;

- расширяемая разработчиком библиотека готовых решений программных модулей для ФОК;

- отладочная плата, позволяющая выполнять макетирование и натурное моделирование ФОК и включающая в свой состав (как минимум) средства загрузки конфигурации ПЛИС/ПАИС (интерфейс JTAG и память конфигурации), средства загрузки программного обеспечения МК (ФОК), собственно интегральную микросхему ПЛИС/ПАИС, выполняющую после конфигурирования функции ФОК, схемы устройства сопряжения для взаимодействия с объектом;

- контрольно-измерительные приборы и имитаторы объекта управления для осуществления натурного моделирования работы ФОК.

Используя предлагаемые средства, разработчик на этапе проектирования архитектуры ФОК выполняет следующие действия:

- выбор ядра микроконтроллера;

- определение номенклатуры типовых (библиотечных) периферийных устройств ФОК;

- определение нетиповых (специализированных) узлов ФОК;

- комплексирование ядра МК и типовых узлов ФОК;

- разработку и отладку нетиповых узлов ФОК;

- финальное комплексирование аппаратуры ФОК, трансляцию описания в машинный код и загрузку в память конфигурации ПЛИС/ПАИС.

На этапе проектирования программного обеспечения ФОК разработчик выполняет следующие действия:

- определение номенклатуры программных модулей;

- выделение и комплексирование типовых (библиотечных) программных модулей;

- разработку и отладку нетиповых программных модулей ФОК;

- финальное комплексирование программного обеспечения ФОК, трансляцию описания в машинный код и загрузку в память ФОК.

На этапе комплексной отладки программно-аппаратной системы применяется контрольно-измерительное оборудование и имитационные средства.

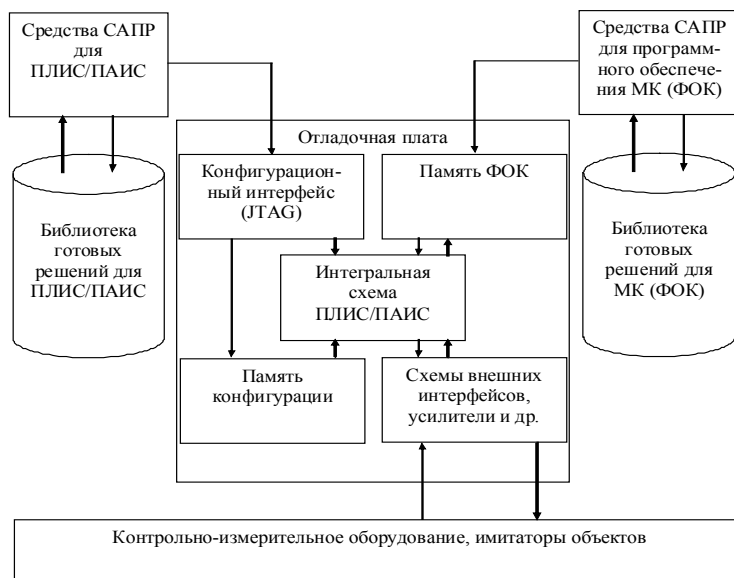


Рис. 7. Структура средств проектирования ФОК

Вариант реализации комплекса инструментальных средств

В качестве примера средств САПР для ФОК, построенных с применением указанных подходов, рассмотрим комплекс FOX-51, разработанный нами (рис. 8). Комплекс имеет следующие отличительные особенности:

- используемый пакет САПР для ПЛИС – Quartus II (рис. 8 а);
- пакет САПР для МК – Shell51 (рис. 8 б);
- применяемая в составе отладочной платы микросхема ПЛИС – Cyclone III (рис. 8 в);
- микроконтроллерное ядро ФОК – MCU-51 разработки Калифорнийского университета.

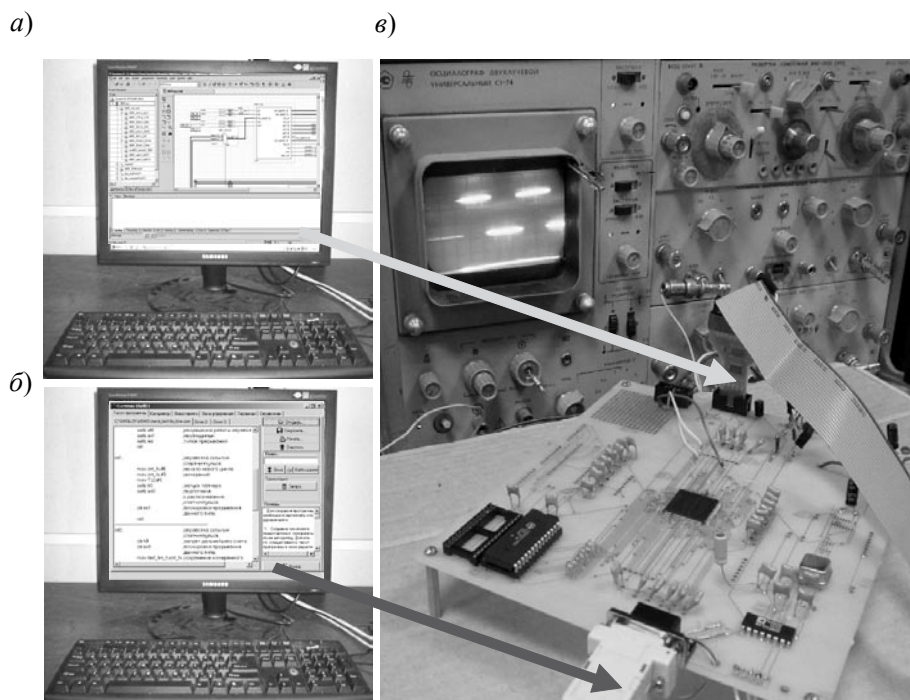


Рис. 8. Пример комплекса средств САПР для ФОК:

а – загрузка конфигурации ФОК; б – загрузка программы; в – аппаратные отладочные средства

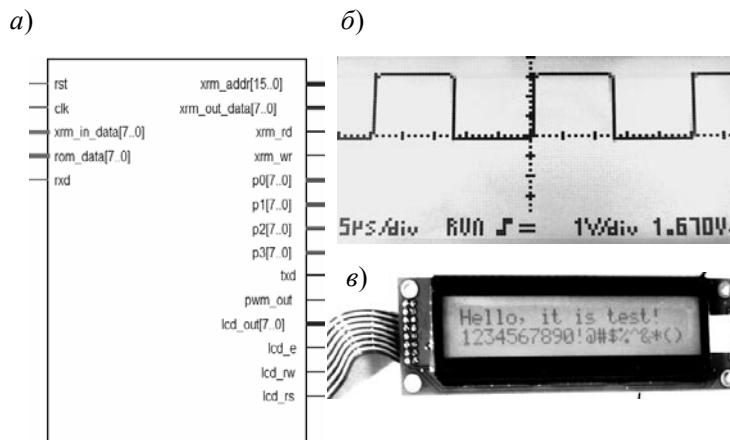


Рис. 9. Экспериментальный ФОК:

a – схема; *б* – генерация ШИМ; *в* – взаимодействие с ЖКИ

С использованием комплекса в экспериментальных целях разработан MCS-51-совместимый ФОК четвертой классификационной группы, содержащий в своем составе узел аппаратной генерации ШИМ-сигналов и узел обслуживания алфавитно-цифрового ЖКИ (рис. 9). Для определения степени снижения ресурсоемкости разработок и степени повышения их точности с применением предлагаемых расширений проведен ряд экспериментов, заключающихся в реализации функций ШИМ и вывода на ЖКИ как типовыми средствами МК, так

и с использованием разработанных нетиповых узлов ФОК.

Так, на рис. 10 показан вариант схемы программы генерации ШИМ-сигналов, принимающей через интерфейс UART двухбайтный код периода ШИМ-сигнала и однобайтный код коэффициента заполнения и использующей для генерации ШИМ лишь типовые ресурсы МК – два таймера-счетчика и линию порта ввода-вывода.

На рис. 11 приведена реализация системы генерации аналогового ШИМ-сигнала, но ис-

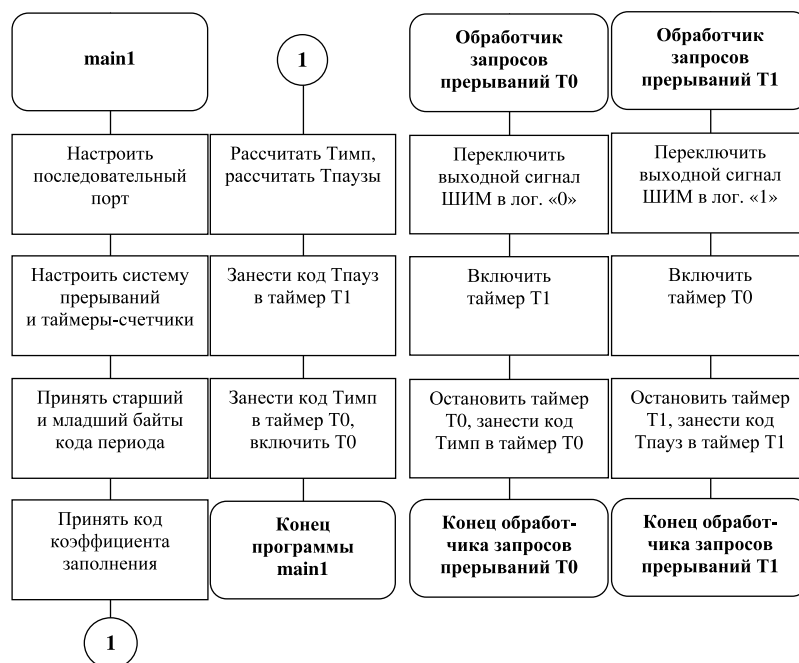


Рис. 10. Система генерации ШИМ-сигнала: типовое программное решение

пользующая для этого нетиповой узел ФОК – аппаратный модуль ШИМ (рис. 11 а, в). Программа ФОК (рис. 11 з) задает ему принимаемые через UART параметры работы посредством настроечных регистров (рис. 11 б). При этом достигается почти пятикратная экономия объема памяти программ ФОК и высвобождение таких критически значимых ресурсов, как таймеры-счетчики. Точностные характеристики работы двух вариантов реализации приведены на рис. 12. Наглядно видно, что программная реализация проигрывает по точности удержания коэффициента заполнения аппаратной реализации, практически совпадающей с теоретической за-

висимостью на всем диапазоне значений управляющих кодов. Кроме того, аппаратная реализация позволяет практически без погрешностей выдержать период ШИМ-сигнала на всем диапазоне значений кода задания коэффициента заполнения.

На данном этапе работы создан программно-аппаратный комплекс для создания и изучения функционально-ориентированных контроллеров, разработан демонстрационный вариант ФОК с периферийными устройствами нашей разработки, проведен ряд экспериментальных исследований.

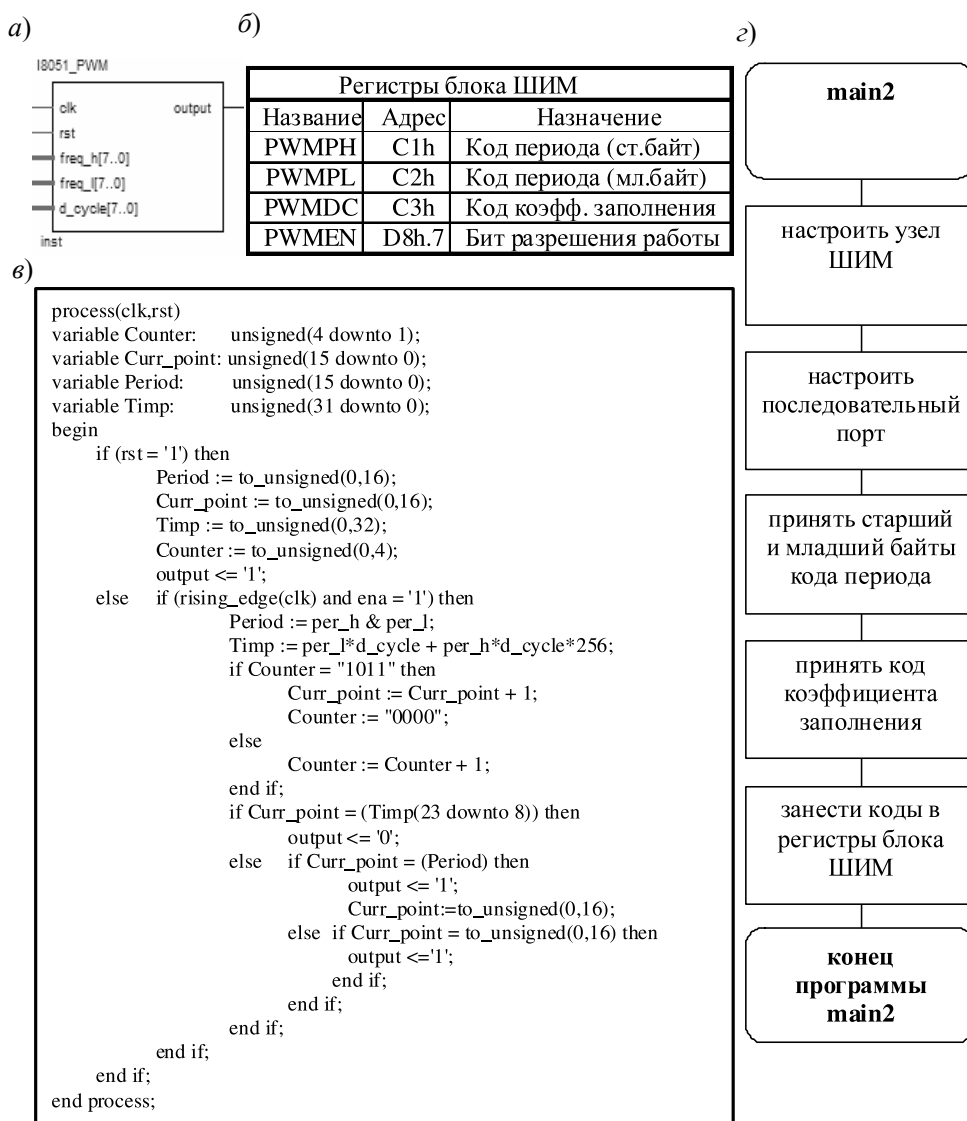


Рис. 11. Система генерации ШИМ-сигнала:

а – узел ШИМ; б – SFR-регистры узла; в – VHDL-описание узла; г – использование узла в программе

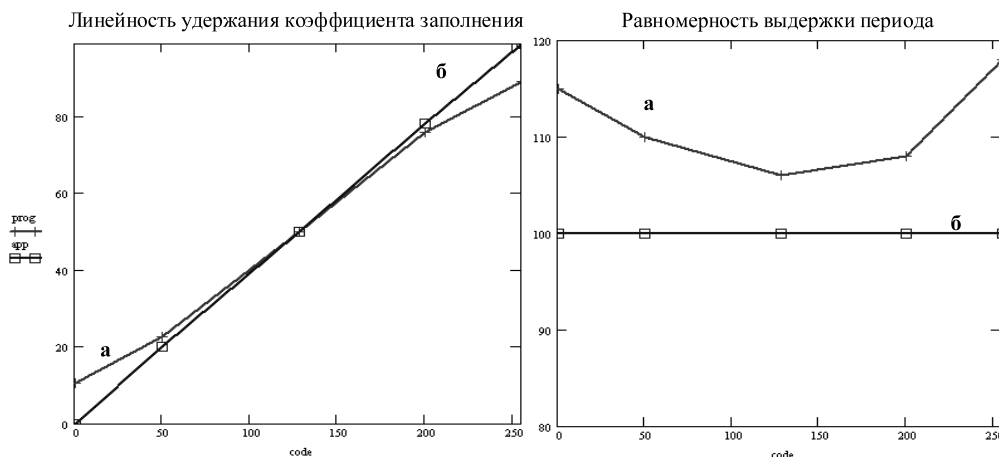


Рис. 12. Точностные характеристики ШИМ для различных кодов коэффициента заполнения. Тшим = 100 мкс
Программная реализация (а), реализация с применением узла ШИМ (б)

Открытость и модульность структуры комплекса позволяют проводить дальнейшие эксперименты по разработке и использованию новых ФОК, а также производить изменения в структуре комплекса.

Комплекс позволяет проектировать и анали-

зировать широкий спектр алгоритмов управления и пригоден к применению в научных экспериментах и учебно-методической работе.

Дополнительная информация о лаборатории ВИСУ и деятельности ее коллектива доступна в сети (<http://aivt.fk.spbstu.ru/education/labs/intelsys/> и <http://www.famous-scientists.ru/12041>)

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Водяхо, А.И. Функционально-ориентированные процессоры [Текст] / А.И. Водяхо, В.Б. Смоллов, В.У. Плюснин [и др.]. –Л.: ЛО Машиностроение, 1988. –224 с.
2. Электронный ресурс / Режим доступа: <http://www.atmel.com/Images/doc9219.pdf> (Дата обращения 08.02.2013)
3. Электронный ресурс / Режим доступа: http://milandr.ru/uploads/Products/product_36/spec_1886BE3.pdf (Дата обращения 08.02.2013)
4. Электронный ресурс / Режим доступа: <http://www.niit.ru/index.php/chips/processors?id=161> (Дата

обращения 08.02.2013)

5. Электронный ресурс / Режим доступа: <http://www.z-wave.ru/download-document/29-w0301-single-chip.html> (Дата обращения 08.02.2013)
6. Электронный ресурс / Режим доступа: http://www.freescale.com/webapp/sps/site/prod_summary.jsp?code=i.MX515 (Дата обращения 08.02.2013)
7. Электронный ресурс / Режим доступа: <http://www.cypress.com/?id=1353> (Дата обращения 11.02.2013)
8. Электронный ресурс / Режим доступа: <http://www.energymicro.com/products/efm32g210f128> (Дата обращения 11.02.2013)

REFERENCES

1. Vodiakho A.I., Smolov V.B., Plusnin V.U., Puzankov D.V. Funktsional'no-orientirovannye protsessory. –Leningrad: Mashinostroenie. Leningr. otd-nie, 1988. –224 s. (rus)
2. Available <http://www.atmel.com/Images/doc9219.pdf> (Accessed 08.02.2013)
3. Available http://milandr.ru/uploads/Products/product_36/spec_1886BE3.pdf (Accessed 08.02.2013)
4. Available <http://www.niit.ru/index.php/chips/processors?id=161> (Accessed 08.02.2013)

5. Available <http://www.z-wave.ru/download-document/29-w0301-single-chip.html> (Accessed 08.02.2013)
6. Available http://www.freescale.com/webapp/sps/site/prod_summary.jsp?code=i.MX515 (Accessed 08.02.2013)
7. Available <http://www.cypress.com/?id=1353> (Accessed 11.02.2013)
8. Available <http://www.energymicro.com/products/efm32g210f128> (Accessed 11.02.2013)

УДК 504.064:004.9

В.А. Рыбак

Минск, Республика Беларусь

ТЕХНОЛОГИЯ ПОДДЕРЖКИ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ В ОБЛАСТИ РАЦИОНАЛЬНОГО ПРИРОДОПОЛЬЗОВАНИЯ

V.A. Rybak

Minsk, Belarus

TECHNOLOGY DECISION SUPPORT FOR ENVIRONMENTAL MANAGEMENT

Описана новая технология интеллектуальной поддержки принятия решений в области рационального природопользования и охраны окружающей среды. Предложен метод решения оптимизационных экологических задач с использованием генетических алгоритмов. Показана возможность применения теории нечетких множеств и метода анализа иерархий для выбора наилучшей альтернативы в системах поддержки принятия решений в области рационального природопользования.

РАЦИОНАЛЬНОЕ ПРИРОДОПОЛЬЗОВАНИЕ. ПОДДЕРЖКА ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ. ГЕНЕТИЧЕСКИЕ АЛГОРИТМЫ. ТЕОРИЯ НЕЧЕТКИХ МНОЖЕСТВ.

In the article new technology intelligent decision support for the management of natural resources and environmental protection is described. The method of solving optimization ecological problems using genetic algorithms is proposed. The possibility of using fuzzy set theory and the analytic hierarchy process to select the best alternative in the decision support systems in the field of environmental management is showed.

ENVIRONMENTAL MANAGEMENT. DECISION SUPPORT. GENETIC ALGORITHMS. FUZZY SETS THEORY.

Процессы принятия решения лежат в основе любой целенаправленной деятельности: в технике они предшествуют разработке технологии создания новых устройств, выбору управляющих воздействий сложными агрегатами или системами; в социальной сфере используются для организации функционирования и развития социальных процессов; в медицине предшествуют постановке диагноза и выбору метода лечения; в экономике обеспечивают оптимальное функционирование и взаимодействие производственных и хозяйственных организаций.

Особую роль системы поддержки принятия решений (СППР) призваны играть в области эко-

логии, где их применение, с одной стороны, обусловлено многокритериальностью выбора возможной альтернативы, а с другой – должно быть основой компромисса между интересами социума и природы.

Далее мы будем говорить о принятии решений в широком (государственном) смысле. Последствия таких решений носят глобальный характер, а просчеты могут стать причиной экологического (социально-экономического, санитарно-гигиенического) кризиса.

Конкретизируя область наших исследований, следует заметить, что в общем случае СППР можно назвать телефонный справочник или любой ре-

кламный буклет, однако в данной статье мы будем рассматривать информационно-аналитические (ИА) интеллектуальные СППР (ИАИСППР). Первая часть аббревиатуры – ИА – означает, что данные системы уже содержат в себе, помимо набора некоторой информации, средства ее анализа и представления. Интеллектуальность СППР наследуется от применения методов, разработанных в рамках искусственного интеллекта, таких, как рассуждение на основе прецедентов, имитационное моделирование, генетические алгоритмы, эволюционные вычисления, нейронные сети и др.

Следует обозначить соседей и ближайшие аналоги СППР – экспертные системы и автоматизированные системы управления. При этом в настоящее время можно говорить о полной или частичной инкапсуляции методов последних в ИАИСППР.

Современные СППР представляют собой системы, максимально приспособленные к решению задач повседневной управленческой деятельности, являются инструментом, призванным оказать помощь лицам, принимающим решения. С помощью СППР может производиться выбор решений некоторых неструктурированных и слабоструктурированных задач, в т. ч. и многокритериальных.

СППР, как правило, являются результатом мультидисциплинарного исследования, включающего теории баз данных, искусственного интеллекта, интерактивных компьютерных систем, методов имитационного моделирования. В нашем случае будут использованы знания из области информатики, экономики, математики, геоэкологии, медицины, биологии и физики.

Методом, общим для всех задач принятия решений и представляющим основу его методологии, является метод диалектической логики. Из него вытекает определенный порядок процедур принятия решений и содержание структурно-логических элементов системного анализа, логика их использования.

Этот общий метод при решении конкретных задач принятия решений дифференцируется и воплощается в самых различных методах, которые в зависимости от принятого принципа классификации могут быть разделены на разные группы, например, на методы анализа и синтеза, описательные и экспериментальные, по отдельным этапам процесса принятия решений.

В зависимости от степени использования при подготовке решений формальных элементов можно выделить три группы методов: 1) математические (формальные), при применении которых преобладают объективные начала; 2) эвристические (неформальные), при применении которых преобладают субъективные начала; 3) комбинированные математические и эвристические.

Далее описывается технология интеллектуальной поддержки принятия решений в области рационального природопользования и охраны окружающей среды (ОС), состоящая из научных методов и программных средств. При этом под технологией в общем виде понимается совокупность методов и инструментов для достижения желаемого результата. Информационные технологии (ИТ, от англ. information technology, IT) – широкий класс дисциплин и областей деятельности, относящихся к технологиям создания, сохранения, управления и обработки данных, в т. ч. с применением вычислительной

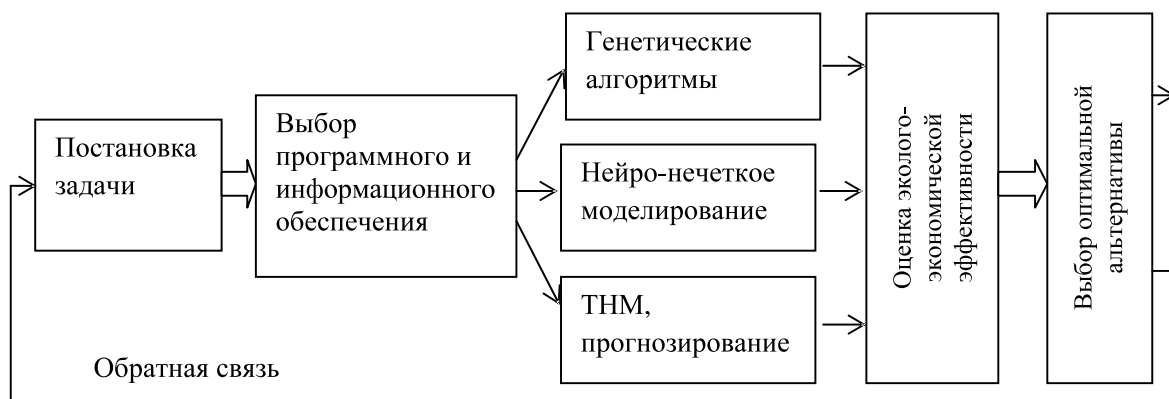


Рис. 1. Компонентная схема технологии ППР



техники [4].

Схематично разработанную технологию можно представить в виде блоков, изображенных на рис. 1 (ТНМ – Теория нечетких множеств).

Как следует из представленной на рисунке схемы, после постановки задачи наступает этап выбора необходимых исходных данных и инструментов для их получения и обработки. Если на данном этапе не удастся выбрать необходимое программное и информационное обеспечение, то необходимо вернуться к первому этапу и переформулировать задачу. Также следует воспользоваться обратной связью в случае, когда после выполнения последнего шага технологии не удастся осуществить выбор наилучшей оптимальной альтернативы (например, по причине их равнозначности).

Метод решения задач оптимизации качества городской окружающей среды с применением генетических алгоритмов (ГА), использующий новый алгоритм расчета антропогенной нагрузки [1], описан нами в [3]. В процессе оценки эффективности использования ГА подтвердилось ранее высказанное предположение о том, что с увеличением числа обрабатываемых параметров эффективность использования ГА возрастает. Так, для количества итераций менее 1000 применение ГА не дает преимуществ по сравнению с алгоритмами прямого поиска (полного перебора), но при возрастании пространства поиска выигрыш становится существенным и, например, для 61 млн вариантов оптимальное решение находится менее чем за 9 000 итераций ГА. Максимальная эффективность применения ГА в задачах оптимизации экологического состояния городской среды в наших исследованиях составила 41,8 (раз).

Метод нейро-нечеткого моделирования позволяет исследовать многокритериальные зависимости, такие, например, как влияние экологического состояния атмосферного воздуха и почвенного покрова на здоровье населения. Получаемая при этом нечеткая модель точнее линейной и квадратичной регрессий описывает исследуемые зависимости. Важно также заметить, что использование вместо простого метода решетчатого разбиения (Grid partition в системе MatLab) метода сложной кластеризации (Sub. clustering) позволяет еще больше снизить уровень ошибки синтезированной нейро-нечеткой сети и тем самым повысить ее адекватность.

В случае необходимости получения количественного прогноза и необоснованности применения вероятностных моделей технология предлагает использовать новый метод прогнозирования с использованием ТНМ.

Для оценки эколого-экономической эффективности предложен новый метод, комплексно учитывающий эколого-экономический и социальный эффект [3].

Для решения задач выбора оптимальной альтернативы из множества имеющихся предлагается использовать ТНМ и метод анализа иерархий.

В качестве примера использования разработанной технологии для принятия решений в нечетких условиях риска и неопределенности рассмотрим сравнение четырех природоохранных проектов (P_1 – перенос промышленного производства за черту города; P_2 – установка нового технологического оборудования, позволяющего снизить объем выбросов; P_3 – закупка и использование новейшего безотходного сырья; P_4 – установка очистных фильтров) с целью выбора и реализации наиболее оптимального. Для оценки проектов воспользуемся такими критериями: G_1 – уровень научной проработки проекта; G_2 – ожидаемый эколого-экономический эффект; G_3 – риски; G_4 – скорость реализации проекта; G_5 – перспективы дальнейшего развития проекта; G_6 – стоимость проекта.

Экспертным высказываниям соответствуют следующие матрицы парных сравнений (при этом $A_{ji}=1/A_{ij}$; отсутствию преимущества соответствует единица, слабому преимуществу – тройка, существенному – пятерка, явному – семерка):

$$A(G_1) = \begin{bmatrix} 1 & 1 & 3 & 5 \\ 1 & 1 & 3 & 5 \\ 1/3 & 1/3 & 1 & 3 \\ 1/5 & 1/5 & 1/3 & 1 \end{bmatrix}$$
$$A(G_2) = \begin{bmatrix} 1 & 3 & 5 & 7 \\ 1/3 & 1 & 2 & 3 \\ 1/5 & 1/2 & 1 & 2 \\ 1/7 & 1/3 & 1/2 & 1 \end{bmatrix}$$
$$A(G_3) = \begin{bmatrix} 1 & 5 & 1 & 7 \\ 1/5 & 1 & 1/5 & 3 \\ 1 & 5 & 1 & 7 \\ 1/7 & 1/3 & 1/7 & 1 \end{bmatrix}$$

$$A(G_4) = \begin{bmatrix} 1 & 1/3 & 1/5 & 1/3 \\ 3 & 1 & 1/2 & 1 \\ 5 & 2 & 1 & 3 \\ 3 & 1 & 1/3 & 1 \end{bmatrix}$$

$$A(G_5) = \begin{bmatrix} 1 & 1/3 & 1/3 & 1/5 \\ 3 & 1 & 1 & 1/3 \\ 3 & 1 & 1 & 1/2 \\ 5 & 3 & 2 & 1 \end{bmatrix}$$

$$A(G_6) = \begin{bmatrix} 1 & 1/7 & 1/3 & 1/7 \\ 7 & 1 & 3 & 1 \\ 3 & 1/3 & 1 & 1/3 \\ 7 & 1 & 3 & 1 \end{bmatrix}$$

В каждой матрице шесть элементов соответствуют парным сравнениям, остальные элементы найдены с учетом того, что матрица парных сравнений является диагональной и обратно симметричной.

Учитывая, что степени принадлежности, как правило, принимают равными соответствующим координатам собственного вектора матрицы парных сравнений, и, применяя правила нахождения собственного вектора, получаем следующие нечеткие множества:

$$\tilde{G}_1 = \left\{ \frac{0,38}{P_1}, \frac{0,38}{P_2}, \frac{0,17}{P_3}, \frac{0,07}{P_4} \right\}$$

$$\tilde{G}_2 = \left\{ \frac{0,57}{P_1}, \frac{0,23}{P_2}, \frac{0,13}{P_3}, \frac{0,07}{P_4} \right\}$$

$$\tilde{G}_3 = \left\{ \frac{0,41}{P_1}, \frac{0,13}{P_2}, \frac{0,41}{P_3}, \frac{0,05}{P_4} \right\}$$

$$\tilde{G}_4 = \left\{ \frac{0,08}{P_1}, \frac{0,23}{P_2}, \frac{0,46}{P_3}, \frac{0,23}{P_4} \right\}$$

$$\tilde{G}_5 = \left\{ \frac{0,08}{P_1}, \frac{0,23}{P_2}, \frac{0,23}{P_3}, \frac{0,46}{P_4} \right\}$$

$$\tilde{G}_6 = \left\{ \frac{0,05}{P_1}, \frac{0,4}{P_2}, \frac{0,15}{P_3}, \frac{0,4}{P_4} \right\}$$

Из приведенных нечетких множеств следует, что проект P_1 является лучшим по критериям G_1 , G_2 и G_3 , проект P_2 – по критериям G_1 и G_6 , проект P_3 – по критериям G_3 и G_4 , а проект P_4 – по критериям G_5 и G_6 . Поэтому выбор проекта будет зависеть от важности критериев.

Для расчета коэффициентов относительной важности критериев воспользуемся экспертным методом парных сравнений. Пусть экспертным высказываниям соответствует следующая матрица парных сравнений:

$$A = \begin{bmatrix} 1 & 1/4 & 1/2 & 3 & 1 & 3 \\ 4 & 1 & 2 & 6 & 3 & 6 \\ 2 & 1/2 & 1 & 5 & 2 & 3 \\ 1/3 & 1/6 & 1/5 & 1 & 1/3 & 1/2 \\ 1 & 1/3 & 1/2 & 3 & 1 & 2 \\ 1/3 & 1/6 & 1/3 & 2 & 1/2 & 1 \end{bmatrix}$$

Применяя те же походы, что и при нахождении указанных выше нечетких множеств, находим коэффициенты относительной важности критериев $G_1 - G_6$.

$\alpha_1 = 0,15$; $\alpha_2 = 0,37$; $\alpha_3 = 0,23$; $\alpha_4 = 0,04$; $\alpha_5 = 0,13$; $\alpha_6 = 0,08$, что означает наибольшую важность при принятии решения ожидаемого эколого-экономического эффекта (G_2) и рисков (G_3).

С учетом того, что при неравновесных критериях степени принадлежности нечеткого множества $\tilde{D}$ находят как $\mu_D(P_j) = \min_{i=1,n} (\mu_{G_i}(P_j))^{\alpha_i}$, $j = \overline{1, k}$, где α_i – коэффициент относительной важности критерия G_i , $\alpha_1 + \alpha_2 + \dots + \alpha_n = 1$, получаем такие нечеткие множества:

$$\begin{aligned} \widetilde{G}_1^{\alpha_1} &= \left\{ \frac{0,38^{0,15}}{P_1}, \frac{0,38^{0,15}}{P_2}, \frac{0,17^{0,15}}{P_3}, \frac{0,07^{0,15}}{P_4} \right\} = \\ &= \left\{ \frac{0,865}{P_1}, \frac{0,865}{P_2}, \frac{0,767}{P_3}, \frac{0,671}{P_4} \right\}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \widetilde{G}_2^{\alpha_2} &= \left\{ \frac{0,57^{0,37}}{P_1}, \frac{0,23^{0,37}}{P_2}, \frac{0,13^{0,37}}{P_3}, \frac{0,07^{0,37}}{P_4} \right\} = \\ &= \left\{ \frac{0,812}{P_1}, \frac{0,581}{P_2}, \frac{0,470}{P_3}, \frac{0,374}{P_4} \right\}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \widetilde{G}_3^{\alpha_3} &= \left\{ \frac{0,41^{0,23}}{P_1}, \frac{0,13^{0,23}}{P_2}, \frac{0,41^{0,23}}{P_3}, \frac{0,05^{0,23}}{P_4} \right\} = \\ &= \left\{ \frac{0,815}{P_1}, \frac{0,625}{P_2}, \frac{0,815}{P_3}, \frac{0,502}{P_4} \right\}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \widetilde{G}_4^{\alpha_4} &= \left\{ \frac{0,08^{0,04}}{P_1}, \frac{0,23^{0,04}}{P_2}, \frac{0,46^{0,04}}{P_3}, \frac{0,23^{0,04}}{P_4} \right\} = \\ &= \left\{ \frac{0,904}{P_1}, \frac{0,943}{P_2}, \frac{0,969}{P_3}, \frac{0,943}{P_4} \right\}; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}\widetilde{G}_5^{\alpha 5} &= \left\{ \frac{0,08^{0,13}}{P_1}, \frac{0,23^{0,13}}{P_2}, \frac{0,23^{0,13}}{P_3}, \frac{0,46^{0,13}}{P_4} \right\} = \\ &= \left\{ \frac{0,720}{P_1}, \frac{0,826}{P_2}, \frac{0,826}{P_3}, \frac{0,904}{P_4} \right\}, \\ \widetilde{G}_6^{\alpha 6} &= \left\{ \frac{0,05^{0,08}}{P_1}, \frac{0,4^{0,08}}{P_2}, \frac{0,15^{0,08}}{P_3}, \frac{0,4^{0,08}}{P_4} \right\} = \\ &= \left\{ \frac{0,787}{P_1}, \frac{0,929}{P_2}, \frac{0,859}{P_3}, \frac{0,929}{P_4} \right\},\end{aligned}$$

Пересечение этих нечетких множеств дает следующие степени принадлежности нечеткого решения $\tilde{D}$:

$$\mu_D(P_1) = \min(0,865, 0,812, 0,815, 0,904, 0,720, 0,787) = 0,720;$$

$$\mu_D(P_2) = \min(0,865, 0,581, 0,625, 0,943, 0,826, 0,929) = 0,581;$$

$$\mu_D(P_3) = \min(0,767, 0,470, 0,815, 0,969, 0,826, 0,859) = 0,470;$$

$$\mu_D(P_4) = \min(0,671, 0,374, 0,502, 0,943, 0,9046, 0,929) = 0,374.$$

В результате получаем нечеткое множество $\tilde{D} = \left\{ \frac{0,720}{P_1}, \frac{0,581}{P_2}, \frac{0,470}{P_3}, \frac{0,374}{P_4} \right\}$, которое свидетельствует о преимуществе проекта P_1 над

остальными. Таким образом, проект P_1 лучше других одновременно удовлетворяет всем критериям с учетом их важности, а его выбор является результатом применения технологии интеллектуальной поддержки принятия управленческих решений в социально-экологических системах [2].

В рамках описываемой технологии нами также разработан информационно-аналитический Интернет-портал, который может использоваться на шагах 2 и 5 (см. рис. 1), позволяющий автоматизировать процессы сбора, хранения, обработки и отображения предметных данных, поддержки принимаемых решений.

К основным разделам портала относятся: Главная страница, Регламент, Новости, Запасы и использование ресурсов, Тенденции и прогнозы, Поддержка принимаемых решений, Обратная связь (рис. 2).

Таким образом, описанная технология поддержки принятия решений в области рационального природопользования позволяет повысить эффективность в соответствующих системах управления благодаря применению генетических алгоритмов, нейро-нечеткого моделирования, теории нечетких множеств и метода анализа иерархий.



Рис. 2. Фрагмент страницы портала

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. **Рыбак, В.А.** Интегральная оценка экологического состояния урбанизированных территорий на примере города Могилева [Текст] / В.А. Рыбак, В.В. Валентейчик, В.И. Матвеева [и др.] // Экология урбанизированных территорий. –2010. –№ 1. –С. 97–103.
2. **Рыбак, В.А.** Методологические основы принятия решений для управления природоохранной деятельностью [Текст] / В.А. Рыбак. –Минск: РИВШ,

2009. –274 с.

3. **Рыбак, В.А.** Анализ и оптимизация антропогенной нагрузки на окружающую среду [Текст] / В.А. Рыбак // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. –2012. –№ 3 (150). –С. 93–99.

4. [Электронный ресурс] /Режим доступа: <http://ru.wikipedia.org/wiki/>

REFERENCES

1. Rybak V.A., Valenteichik V.V., Matveeva V.I. i dr. Integral'naia otsenka ekologicheskogo sostoianiia urbanizirovannykh territorii na primere goroda Mogileva / Ekologiya urbanizirovannykh territorii. – 2010. – № 1. – S. 97–103.
2. Rybak V.A. Metodologicheskie osnovy priniatiia reshenii dlia upravleniia prirodookhranoi deiatel'nost'iu.

–Minsk: RIVSh, 2009. –274 s.

3. Rybak V.A. Analiz i optimizatsiia antropogennoi nagruzki na okruzhaiushchuiu sredu / Nauchno-tekhicheskie vedomosti SPbGPU. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie. – 2012. – № 3 (150). – S. 93–99.

4. Available <http://ru.wikipedia.org/wiki/>

УДК 338.45

Е.А. Родионова, М.З. Эпштейн, Л.В. Петухов
Санкт-Петербург, Россия

МНОГОМЕРНАЯ ОЦЕНКА ИНВЕСТИЦИОННЫХ ПРОЕКТОВ НА ОСНОВЕ ИНТЕРВАЛЬНЫХ ПРЕДПОЧТЕНИЙ

E.A. Rodionova, M.Z. Epstein, L.V. Petukhov
St.-Petersburg, Russia

MULTIVARIABLE ESTIMATION OF INVESTMENT PROJECTS BASED ON THE INTERVAL PREFERENCE RELATION

Изучена проблема многокритериального выбора варианта инвестиционного проекта в условиях риска. Предложен алгоритм построения кортежа Парето с учетом интервального отношения предпочтения, что позволяет принять оптимальное решение.

ИНВЕСТИЦИОННЫЙ ПРОЕКТ. УПРАВЛЕНИЕ РИСКОМ. МНОГОКРИТЕРИАЛЬНЫЙ ВЫБОР. ПАРЕТО-ОПТИМАЛЬНОСТЬ. ИНТЕРВАЛЬНОЕ ОТНОШЕНИЕ ПРЕДПОЧТЕНИЯ. НЕЧЕТКИЕ МНОЖЕСТВА.

This article examines the problem of the multi-criteria choice of an investment project in risk situation. The study presents the algorithm of finding the Pareto set while taking into account interval preference relation. Suggested algorithm can be used by managers to make optimal decisions.

INVESTMENT PROJECT. RISK MANAGEMENT. MULTI-CRITERIA CHOICE. PARETO-OPTIMUM. INTERVAL PREFERENCE RELATION. FUZZY SETS.

В процессе принятия хозяйственных решений выделяют следующие этапы [см., например, 1]:

идентификации проблемной ситуации;

определения целей;

создания системы показателей, в т. ч. критериев принятия решений;

анализа и прогнозирования развития проблемной ситуации, генерирования и выбора альтернатив;

разработки и реализации плана, контроля хода выполнения плана;

анализа результатов деятельности;

корректировки информационной картины проблемной ситуации и, возможно, целей деятельности.

Один из ключевых этапов, определяющих качество принимаемых решений, – выбор альтернативы. Выбор направления инвестирования связан с оценкой эффективности имеющихся альтернатив. Это особенно важно, когда речь идет о стратегических решениях, связанных с расходом значительных ресурсов.

В экономической науке давно развиваются

подходы, связанные с экономическим обоснованием инвестиционных проектов. Некоторые из них даже закреплены в нормативных документах.

В последнее время наблюдается тенденция более полного учета всего набора целей, стоящих перед хозяйственной организацией. Одна из причин этого – многогранность экономической деятельности, которую трудно отразить одним одномерным показателем. Говорят, например, о необходимости учета экологических и социальных последствий экономической деятельности.

В современной экономической литературе описано значительное количество показателей, позволяющих сравнивать бизнес-проекты. На практике наиболее распространенными являются дисконтированный срок окупаемости (DPP), чистый дисконтированный доход (NPV) и внутренняя норма доходности (IRR) [2, 6].

Данные показатели используются для того, чтобы решить, принять или отклонить проект, или, при наличии альтернативных вариантов, выбрать наиболее эффективный. Они характеризуют

ют эффективность инвестиционного проекта с несколькими отличающихся точек зрения, что нередко ведет к необходимости их совместного учета.

Существуют два основных подхода для расчета срока окупаемости. Один предполагает, что это период, за который владелец получает прибыль, равную инвестированному капиталу. Это означает, что существует бизнес, способный к простому воспроизводству, и инвестор владеет наличностью, эквивалентной его вложениям в проект с учетом фактора времени. Альтернативный подход основывается на подсчете чистого дисконтированного дохода, размер которого покрывает сумму инвестированного капитала.

Расчет первого показателя отражает точку зрения инвестора, а второго – менеджмента предприятия. Сравнение по этим показателям альтернативных проектов, а тем более их динамика под влиянием определяющих эффективность проекта факторов, может приводить к предпочтительности разных вариантов. Так как в нашем наборе присутствует показатель NPV, то целесообразно воспользоваться показателем, рассчитанным по прибыли.

Внутренняя норма доходности также может упорядочивать проекты отличным от показателя NPV способом [3, 4]. Показатель IRR является удельным, он собственно и отражает эффективность капитальных вложений. Таким образом, отчасти решается проблема сравнения проектов с разными суммами инвестиций и сроками реализации. Однако более строгое рассмотрение условий расчета указанных основных показателей приводит к требованию рассмотрения альтернатив, имеющих одинаковые сроки реализации и равные суммы капитальных вложений. Так как на практике это условие бывает выполнить затруднительно, то обычно рекомендуют ориентироваться на показатель NPV.

Приведенные выше соображения указывают на необходимость использования при обосновании эффективности инвестиционных проектов методов многокритериального выбора. В принципе, такие методы известны [1, 7], но они не адаптированы для решения задачи выбора оптимальных инвестиционных решений.

Другая проблема при принятии инвестиционных решений связана с тем, что нередко показатели эффективности могут быть рассчитаны неверно. В первую очередь это связано с неопре-

деленностью окружающей среды. Ее изменения могут уменьшить или увеличить денежные потоки, которые формируются в процессе реализации инвестиционного проекта. Как следствие, с некоторой вероятностью поставленные цели могут быть не достигнуты, и инвестор понесет ущерб.

Размер ущерба и его вероятность определяют риск, характерный для данного вида предпринимательской деятельности. Учет риска является важным элементом, определяющим реалистичность оценки рассматриваемых альтернатив.

Анализ проектных рисков делится на два взаимодополняющих друг друга вида: качественный и количественный. Перед качественным анализом ставится задача определения факторов, областей и видов рисков. Количественный анализ рисков позволяет исследователю определить численно размер выявленных рисков и ущерб от неудачи проекта в целом.

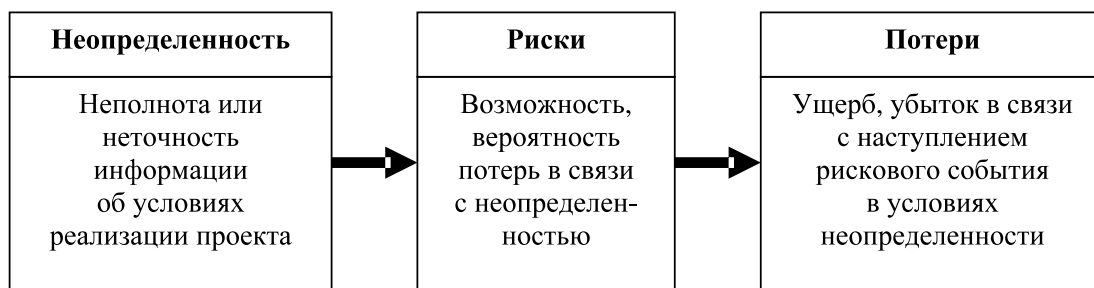
В процессе качественного анализа идентифицируются риски, которые затем классифицируются по этапам жизненного цикла проекта.

Разнообразие проектных рисков значительно усложняет их классификацию. В экономической литературе высказываются различные точки зрения по этой проблеме. Представляется целесообразным использовать классификацию рисков по областям их возникновения: промышленные, финансовые и коммерческие, инвестиционные, политические, экологические, социальные риски [5].

Методика оценки экономической эффективности с учетом риска предполагает выявление в этих областях факторов риска, ситуаций риска и установление их связи с последствиями как результатами экономической деятельности по реализации проекта (см. рисунок).

Под *факторами* риска понимаются такие незапланированные события, которые могут потенциально осуществиться и оказать отклоняющее воздействие на намеченный ход реализации проекта. Факторы риска могут иметь определенные значения. Например, такой фактор, как инфляция, может иметь значение 10 или 20 %, соответственно, и влияние на результат будет разным. В свою очередь, совокупность значений факторов риска и последствия от их реализации представляют собой *ситуацию риска*.

На этапе количественного анализа риска осуществляется количественная оценка отдель-



Взаимосвязь категорий: неопределенность – риски – потери

ных рисков и риска проекта в целом, а также определяется возможный ущерб. Наиболее распространенными методами количественного анализа риска являются: статистические, сценарные, экспертные, аналитические, а также построение дерева решений и имитационное моделирование [5]. Каждый из данных методов имеет свои недостатки, которые могут компенсироваться путем использования комплексного подхода, т. е. путем комбинирования различных методов.

Существующие методики оценки эффективности инвестиционного проекта сводят задачу к выбору по одномерному критерию. Учет риска отражается в современных методиках на основе процедуры оценки чувствительности выбора к изменениям факторов риска и, соответственно, характеристик проекта. Особенность предлагаемого подхода – использование многокритериального выбора и интервальных оценок, отражающих рискованность проекта.

Предлагаемый ниже подход основан на расчете для каждого проекта показателей DPP, NPV и IRR, а также учете неопределенности внешней среды с помощью экспертного оценивания вероятности того, что проект не окупится (вероятности ущерба), и интервалов колебания указанных выше показателей.

Предположим, что проведен опрос экспертов и на основании результатов опроса составлены интервалы оценки показателей (с учетом рисковой составляющей) для нескольких инвестиционных проектов (далее – ИП). Эксперты отразили интервалы оценок как в естественных единицах измерения показателей, так и в баллах. Ставится задача оценить эффективность инвестиционных проектов и выбрать наиболее предпочтительный, построив интервальное отношение предпочтения (ИОП). Отметим, что задача осложняется тем, что показатели эффективности разнородны.

Следуя [9], введем следующие обозначения. Пусть $P = \{P_\alpha, \alpha = 1 \dots n\}$ – множество вариантов инвестиционных проектов; $K_i(P_\alpha) = [A_i(P_\alpha); B_i(P_\alpha)]$ – критерии оценки эффективности каждого ИП в интервальном виде; $i = 1 \dots r$, r – общее число критериев оценки ИП; $A_i(P_\alpha)$ и $B_i(P_\alpha)$ – нижняя и верхняя границы интервала оценки; $K(P_\alpha) = \{K_1(P_\alpha), K_2(P_\alpha), \dots, K_r(P_\alpha)\} = \{[A_1(P_\alpha); B_1(P_\alpha)], [A_2(P_\alpha); B_2(P_\alpha)], \dots, [A_r(P_\alpha); B_r(P_\alpha)]\}$ – векторный показатель оценок эффективности каждого ИП. Обозначим через $PP \subset P$ множество Парето-оптимальных ИП с числом элементов $\beta \leq n$, для которых выполняется условие доминирования $PP_{m_1} \succ PP_{m_2} \succ \dots PP_{m_\beta}, m_j = 1 \dots \beta$. Тогда задача может быть сформулирована так: построить кортеж Парето рассматриваемых вариантов ИП, элементы которого удовлетворяют одному из условий $K_i(P_{\gamma_j}) = \min[K_i(P_\alpha)], P_{\gamma_j} \in PP$ или $K_i(P_{\gamma_j}) = \max[K_i(P_\alpha)], P_{\gamma_j} \in PP$.

Отметим, что скалярный показатель может быть представлен как вырожденный интервал с совпадающими концами $A_i(P_\alpha) = B_i(P_\alpha)$ [8, 11].

Ввиду сложности проблемы оценки эффективности ИП, многозначности критериев оценки и многообразия сопутствующих факторов, естественным представляется предположение, что у лица, принимающего решение (ЛПР), нет однозначного мнения о предпочтениях представленных вариантов ИП. Наличие интервальных значений показателей, а также несравнимость частных показателей, заданных к тому же в разных единицах измерения, обуславливает целесообразность выбора схемы сравнения вариантов на основе ИОП, когда для сравнения пары вариантов используется не одно значение функции принадлежности, а интервал значений этой функции [8, 9].

Пусть m_i – ширина интервала оценок по i -му критерию, тогда, согласно [8], назовем интервальным отношением предпочтения R^u на множе-

стве P_α множество декартова произведения $P_k \times P_l$, ($k = 1, \dots, n, l = 1, \dots, n, k \neq l$), характеризующееся интервальной функцией принадлежности $\mu^u K_i(P_k, P_l): P_k \times P_l \rightarrow [-1; 1]$

$$\mu^u K_i(P_k, P_l) = \frac{K_i(P_k) - K_i(P_l)}{m_i} = \frac{[A_i(P_k); B_i(P_k)] - [A_i(P_l); B_i(P_l)]}{m_i} \quad (1)$$

Значение функции принадлежности $\mu^u K_i(P_k, P_l)$ характеризует степень выигрыша и степень потерь при признании варианта P_k доминирующим вариантом P_l по критерию K_i .

Интенсивность доминирования варианта P_k над вариантом P_l по интервальному критерию K_i отражает функция принадлежности $\mu_D^u K_i(P_k, P_l)$, определяющая отношение строгого (асимметричного) интервального предпочтения

$$\mu_D^u K_i(P_k, P_l) = \mu^u K_i(P_k, P_l) - \mu^u K_i(P_l, P_k). \quad (2)$$

Отношение интервального недоминирования варианта P_k над вариантом P_l определим функцией принадлежности:

$$\mu_{ND} K_i(P_k, P_l) = \begin{cases} 1, \text{ если } \mu_D^u K_i(P_k, P_l) < 0 \\ 1 - \mu_D^u K_i(P_k, P_l), \text{ если } \mu_D^u K_i(P_k, P_l) \geq 0 \end{cases} \quad (3)$$

Степень близости варианта P_k к Парето-оптимальному варианту по i -му интервальному критерию (или степень «недоминируемости» варианта P_k ни одним другим вариантом по i -му интервальному критерию) зададим значением следующей функции принадлежности множеству недоминируемых систем [8, 9]:

$$\mu_D^* K_i(P_k) = \min \mu_{ND} K_i(P_k, P_l). \quad (4)$$

Рассмотрим следующую проблему. Предлагается исследовать сравнительную эффективность трех инвестиционных проектов на основе четырех показателей: чистый дисконтированный доход (NPV), дисконтированный срок окупаемости (DPP), внутренняя норма доходности (IRR), показатель рискованности ИП (вероятность некупаемости ИП), отражающий специфику проекта. Проанализируем выбранные критерии и ограничения в их использовании. Известно, что в общем виде NPV есть функция моментов времени реализации денежных потоков проекта (доходов и расходов) и процентной ставки дис-

континирования r [10]:

$$NPV = \frac{C_1}{(1+r)^{t_1}} + \frac{C_2}{(1+r)^{t_2}} + \dots + \frac{C_n}{(1+r)^{t_n}}. \quad (5)$$

В качестве ставки дисконтирования может быть принята безрисковая ставка процента или ставка процента для проектов той же степени риска, или отраслевой коэффициент эффективности капитальных вложений. По критерию NPV следует выбрать проект с более высоким его значением при одном и том же значении процентной ставки дисконтирования r . Особенностью критерия NPV является его жесткая зависимость от r . Необоснованное увеличение r приводит к снижению NPV даже до отрицательных значений. Тогда хороший проект может быть отвергнут. Вместе с тем уменьшение r не менее опасно, т. к. значение NPV будет завышено для возможно неэффективного проекта. Задание показателя NPV интервальными значениями освобождает ЛПР от необходимости жесткой привязки к условиям реализации проекта, которые со временем могут измениться. Отметим, что критерий NPV дает оценку ИП в денежных единицах и соответствует выбору по условию $\max$.

Дисконтированный срок окупаемости также представляется в виде временного интервала. Здесь выбор лучшего варианта соответствует $\min$ показателя. Внутренняя норма доходности задается в процентах и также представлена в интервальном виде. Лучший проект по этому показателю соответствует его $\max$.

Для оценки риска примем интервальные значения в баллах, полученные на основе следующих рассуждений. В предположении, что процентная ставка r (следовательно, и NPV) в (5) есть случайная величина, найдем вероятность случайного события $NPV(r, t) > 0$, $P(NPV(r, t) > 0) = P(r < IRR) = F(IRR)$. Здесь $F(x) = P(r < x)$ – функция распределения r ; IRR – внутренняя норма прибыли, которая находится как решение уравнения $NPV(t, r) = 0$. Для разных значений характеристик случайной величины r найдем вероятности того, что проект не окупится в момент t , и построим балльные оценки с помощью процедуры нормирования. Второй способ получения оценок риска – попарное сравнение вариантов и оценивание методом Т. Саати. Критерий оценки риска ИП соответствует выбору лучшего варианта из условия $\min$ показателя.

Таблица 1

Таблица данных

Показатели \ Варианты ИП	P_1	P_2	P_3	m_i
$K_1(P_\alpha) - \text{NPV, млн руб.}$	[60; 70]	[80; 110]	[90; 95]	150
$K_2(P_\alpha) - \text{DPP, год}$	[3,5; 6]	[4; 7]	[3; 7]	10
$K_3(P_\alpha) - \text{IRR, \%}$	[15; 16]	[12; 19]	[14; 18]	20
$K_4(P_\alpha) - \text{оценка риска, баллы}$	[3; 9]	[4; 7]	[4,5; 6]	10

Значения m_i выберем как предельно допустимые значения рассматриваемых показателей, исходя, например, из известных аналогов вариантов ИП. Исходные данные по трем анализируемым ИП представлены в табл. 1.

Используя формулу (1), найдем значения функции принадлежности $\mu^u K_i(P_k, P_l)$ для каждой пары вариантов по каждому критерию и составим из них оценочные матрицы. Запишем подробнее выражение (1):

$$\mu^u K_i(P_k, P_l) = \frac{[\min\{A_i(P_k) - A_i(P_l); B_i(P_k) - B_i(P_l)\}; \max\{A_i(P_k) - A_i(P_l); B_i(P_k) - B_i(P_l)\}]}{m_i}$$

и обозначим

$$C_i^{kl} = \frac{\min\{A_i(P_k) - A_i(P_l); B_i(P_k) - B_i(P_l)\}}{m_i},$$

$$D_i^{kl} = \frac{\max\{A_i(P_k) - A_i(P_l); B_i(P_k) - B_i(P_l)\}}{m_i}.$$

Тогда

$$\mu^u K_i(P_k, P_l) = [C_i^{kl}; D_i^{kl}]. \quad (6)$$

Очевидно, что интервальная функция принадлежности $\mu^u K_i(P_l, P_k)$ будет иметь следующий интервальный вид:

$$\mu^u K_i(P_l, P_k) = [-D_i^{kl}; -C_i^{kl}]. \quad (7)$$

Если $|C_i^{kl}| = D_i^{kl}$, то значения $\mu^u K_i(P_l, P_k)$ и $\mu^u K_i(P_k, P_l)$ совпадают.

На основании формулы (2) составим оценочные матрицы значений функции принадлежности $\mu_D^u K_i(P_k, P_l)$, отражающей интенсивность предпочтения для каждой пары вариантов по каждому критерию. Использование выражений (6) и (7) позволяет упростить вычисления, поскольку $\mu_D^u K_i(P_k, P_l) = [C_i^{kl}; D_i^{kl}] - [-D_i^{kl}; -C_i^{kl}] = [C_i^{kl} + D_i^{kl}; C_i^{kl} + D_i^{kl}]$.

Тогда получим

$$\mu_D^u K_1(P_\alpha) = \begin{pmatrix} - & 0,033 & 0,4 \\ -0,033 & - & 0,37 \\ -0,4 & -0,37 & - \end{pmatrix},$$

$$\mu_D^u K_2(P_\alpha) = \begin{pmatrix} - & 0,1 & 0,15 \\ -0,1 & - & 0,05 \\ -0,15 & -0,05 & - \end{pmatrix},$$

$$\mu_D^u K_3(P_\alpha) = \begin{pmatrix} - & -0,05 & 0 \\ 0,05 & - & 0,05 \\ 0 & -0,05 & - \end{pmatrix},$$

$$\mu_D^u K_4(P_\alpha) = \begin{pmatrix} - & -0,05 & -0,1 \\ -0,05 & - & -0,15 \\ 0,1 & 0,15 & - \end{pmatrix}.$$

Используя формулы (3) и (4), найдем значения функции принадлежности $\mu_{ND}^u K_i(P_k, P_l)$ для каждой пары вариантов по каждому критерию и составим значения функции принадлежности множеству недоминируемых вариантов $\mu_D^* K_i(P_k)$:

$$\mu_D^* K_1(P_k) = \{0,6, 0,63, 1\},$$

$$\mu_D^* K_2(P_k) = \{0,85, 0,95, 1\},$$

$$\mu_D^* K_3(P_k) = \{1, 0,95, 1\},$$

$$\mu_D^* K_4(P_k) = \{0,95, 1, 0,85\}.$$

На основе анализа значений $\mu_D^* K_i(P_k)$ можно заключить, что вариант P_3 является лучшим по критериям $K_1(P_\alpha)$ и $K_2(P_\alpha)$, варианты P_1 и P_3 – лучшими по критерию $K_3(P_\alpha)$, а вариант P_2 – лучшим

Таблица 2

Значения элементов оценочной матрицы

S_{kl}^+	S_{kl}^-	$S_{kl}^=$	C_{kl}^μ	C_{lk}^μ	Примечание
$\emptyset$	$\emptyset$	$\{1..3\}$	1	1	
$\{1..3\}$	$\emptyset$	$\emptyset$	N_2	0	
$\emptyset$	$\{1..3\}$	$\emptyset$	0	N_2	
$\neq \emptyset$	$\emptyset$	$\neq 0$	N_3	0	$1 \ll N_3 < N_2$
$\emptyset$	$\neq \emptyset$	$\neq 0$	0	N_3	
$\neq \emptyset$	$\neq \emptyset$	$ S_{kl}^= \geq 0$	Формула (8)	$C_{lk}^\mu = 1 / C_{kl}^\mu$	

по критерию $K_4(P_a)$ на рассматриваемом множестве вариантов ИП.

Для определения отношения предпочтения на рассматриваемом множестве вариантов ИП воспользуемся методом векторного предпочтения, изложенным в [8, 9]. Поскольку найденные ранее функции принадлежности $\mu_D^* K_i(P_k)$ характеризуют степень близости варианта P_k к Парето-оптимальному варианту ИП по критерию $K_i(P_k)$, используем их вместо традиционных коэффициентов важности критериев. Сравним попарно варианты P_k и P_l , анализируя значения $\mu_D^* K_i(P_k)$ и введем подмножества $S_{kl}^+, S_{kl}^-, S_{kl}^=$ лучших, худших и равных значений $\mu_D^* K_i(P_k)$ и $\mu_D^* K_i(P_l)$ ($i = 1..4$; $k, l = 1, ..3, k \neq l$) этих вариантов. Определим элементы оценочной матрицы $\|C_{kl}^\mu\|$, исходя из условий, приведенных в табл. 2.

$$C_{kl}^\mu = \left(\sum_{i=1}^3 \mu_D^* K_i(P_k) \right) \left(\sum_{i=1}^3 \mu_D^* K_i(P_l) \right)^{-1}. \quad (8)$$

Тогда получим следующую матрицу предпочтений:

$$\|C_{kl}^\mu\| = \begin{pmatrix} - & 0,963 & 0,883 \\ 1,038 & - & 0,917 \\ 1,132 & 1,091 & - \end{pmatrix}.$$

Применяя методику, предложенную в [9] на основании схемы «жесткого» ранжирования [7], введем следующие показатели: G_l^μ – количество элементов l -го столбца матрицы $\|C_{kl}^\mu\|$, значение которых меньше единицы, но больше нуля, H_l^μ – количество элементов l -го столбца, значение которых больше единицы, и показатель $C_{kl \max}^\mu$, равный значению максимального элемента l -го столбца. Тогда H_l^μ будет показывать количество вариантов ИП, доминирующих l -й. G_l^μ , напротив, укажет, сколько вариантов ИП доминирует l -й, а $C_{kl \max}^\mu$ отразит максимальную степень доминирования k -го варианта ИП над l -м.

Представим показатели в виде матрицы (см. табл. 3).

Анализ таблицы показывает, что первый ИП доминирует два варианта, второй – один, и второй ИП доминирует один ИП, третий ИП доминирует оставшиеся два ИП.

Лучшая альтернатива ИП с минимальным значением $H_l^\mu = 0$ – это вариант P_3 . Для него доминирующие варианты отсутствуют, в отличие от первого и второго. Поэтому третий вариант ИП включаем в кортеж Парето и исключаем из дальнейшего анализа, вычеркивая соответствующую

Таблица 3

Матрица показателей

Варианты ИП Показатели	P_1	P_2	P_3
G_l^μ	0	1	2
H_l^μ	2	1	0
$C_{kl \max}^\mu$	1,132	1,091	0,917



щие строку и столбец матрицы предпочтений.

Оставшиеся варианты анализируем по новой матрице показателей, используя ту же схему рассуждений.

Окончательно кортеж предпочтений Парето запишется так: $PP = \{P_3, P_2, P_1\}$. Следовательно, наилучшим по предпочтению по векторному неоднородному показателю эффективности $K(P_a) = \{K_1(P_a), K_2(P_a), K_3(P_a)\}$ следует признать третий вариант. Отметим, что предпочтительность третьего варианта ИП стала очевидной уже на основе анализа значений $\mu_D^* K_i(P_k)$, поскольку вариант P_3 оказался лучшим по большему числу критериев, чем остальные ИП. Вариант P_1 был признан лучшим по критерию $K_3(P_a)$, а вариант P_2 – лучшим по критерию $K_4(P_a)$ на рассматриваемом множестве вариантов ИП. В кортеже Парето

рассматриваемых вариантов выявилось предпочтение критерия, характеризующего рисковую составляющую векторного показателя эффективности.

Предложенный алгоритм выбора инвестиционного проекта дает возможность учесть многообразие интересов, присущих хозяйственной системе и неопределенность среды, в которой протекает экономическая деятельность. Он в наибольшей степени соответствует процессу принятия сложных профессиональных управленческих решений в коммерческой организации. Это позволяет рекомендовать его для принятия решений по долгосрочным стратегическим проектам, требующим учета значительного количества факторов.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Лукичева, Л.И. Управленческие решения [Текст] / Л.И. Лукичева, Д.Н. Егорычев. – М.: Омега-М, 2006.
2. Савчук, В.П. Оценка эффективности инвестиционных проектов [Текст] / В.П. Савчук. – М.: Феникс, 2007.
3. Стоянова, Е.С. Финансовый менеджмент: теория и практика [Текст] / Е.С. Стоянова, Т.Б. Крылова. – 6-е изд., стер. – М.: Перспектива, 2006.
4. Сыроеждин, И.М. Совершенствование системы показателей эффективности и качества [Текст] / И.М. Сыроеждин. – М.: Экономика, 1980.
5. Хохлов, Н.В. Управление риском: Учеб. пособие для студ. вузов [Текст] / Н.В. Хохлов. – М.: ЮНИТИ-ДАНА, 2001.
6. Мазур, И.И. Управление проектами: Учеб. пособие для студ. вузов [Текст] / И.И. Мазур, В.Д. Шапиро, Н.Г. Ольдерогге. – 2-е изд., стер. – М.: Омега-Л, 2004.
7. Руа, Б. Проблемы и методы решений в задачах

со многими целевыми функциями [Текст] / Б. Руа // Вопросы анализа и процедуры принятия решений. – М.: Мир, 1976. – С. 20–58.

8. Орловский, С.А. Проблемы принятия решений при нечеткой исходной информации [Текст] / С.А. Орловский. – М.: Наука, 1981.

9. Ведерников, Ю.В. Научно-методический аппарат векторного предпочтения сложных технических систем, характеризующихся показателями качества, заданными в ограниченно-неопределенном виде [Текст] / Ю.В. Ведерников, В.В. Могиленко // Вопросы современной науки и практики. Ун-т им. В.И. Вернадского. Системный анализ. Автоматизированное управление. – 2011. – № 1 (32). – С. 81–96.

10. Бухвалов, А. Финансовые вычисления для профессионалов [Текст] / А. Бухвалов, В. Бухвалова, А. Идельсон. – СПб.: БХВ, 2001.

11. Serguieva, A. Fuzzy interval methods in investment risk appraisal [Text] / A. Serguieva, J. Hunterb // Fuzzy Sets and Systems. – 2004. – № 142. – P. 443–466.

REFERENCES

1. Lukicheva L.I., Egorychev D.N. Upravlencheskie resheniia. – Moscow: Omega-M, 2006. (rus)
2. Savchuk V.P. Otsenka effektivnosti investitsionnykh proektov – Moscow: Feniks, 2007. (rus)
3. Stoianova E.S., Krylova T.B. Finansovy menedzhment: teoriia i praktika; 6-e izd., ster. – Moscow: Perspektiva, 2006. (rus)
4. Syroezhin I.M. Sovershenstvovanie sistemy pokazatelei effektivnosti i kachestva. – Moscow: Ekonomika, 1980. (rus)
5. Khokhlov N.V. Upravlenie riskom: Ucheb. posobie dlia stud. vuzov. – Moscow: IuNITI-DANA, 2001. (rus)
6. Mazur I.I., Shapiro V.D., Ol'derogge N.G. Upravle-

nie proektami: Ucheb. posobie dlia stud. vuzov; 2-e izd., ster. – Moscow: Omega-L, 2004. (rus)

7. Rua B. Problemy i metody reshenii v zadachakh so mnogimi tselevymi funktsiiami / Voprosy analiza i protsedury priniatiia reshenii. – Moscow: Mir, 1976. – S. 20–58. (rus)

8. Orlovskii S.A. Problemy priniatiia reshenii pri nechetkoi iskhodnoi informatsii. – Moscow: Nauka, 1981. (rus)

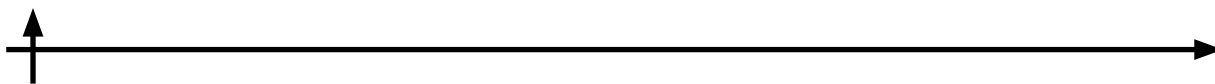
9. Vedernikov Iu.V. Mogilenko V.V. Nauchno-metodicheskii apparat vektornogo predpochteniiia slozhnykh tekhnicheskikh sistem, kharakterizuiushchikhsia pokazateliami kachestva, zadannymi v ogranichenno-neo-

predelennom vide / Voprosy sovremennoi nauki i praktiki. Universitet im. V.I. Vernadskogo. Sistemnyi analiz. Avtomatizirovannoe upravlenie. –2011. –№ 1 (32). –S. 81–96. (rus)

10. Bukhvalov A., Bukhvalova V., Idel'son A. Fin-

ansovye vychisleniia dlia professionalov. – St. Petersburg: BKhV, 2001. (rus)

11. Serguieva A., Hunterb J. Fuzzy interval methods in investment risk appraisal / Fuzzy Sets and Systems. –2004. –№ 142. –P. 443–466



Открыт прием докладов на конференцию «Разработка ПО 2013» Central & Eastern European Software Engineering Conference in Russia 2013

23-25 октября в Центре Digital October в Москве состоится 9-я независимая конференция «Разработка ПО/CEE-SEC'R 2013» — важнейшее событие в индустрии разработки программного обеспечения России. Ожидается участие более 700 специалистов ИТ-индустрии: от программистов и представителей академического сообщества до предпринимателей и инвесторов.

Ключевыми докладчиками CEE-SEC'R 2013 выступают: основатель OTI, ныне IBM OTI Labs Дэйв Томас, создатель UML Ивар Якобсон, директор по стратегии и инновациям Dell Джим Стайклетер и другие.

Программа ориентирована как на опытных участников, так и на тех, кто стремится набрать начальный опыт, в том числе в смежных с основной специализацией областях.

Темы конференции

- **Технологии: исследования и практика**
 - Архитектура программных систем
 - Облачные вычисления
 - Технологии и средства программирования
 - Тестирование, верификация и анализ ПО
 - Big data, Smart data
 - Разработка мобильных и кросс-платформенных приложений
 - Приложения для банков и финансовой индустрии
 - Usability и проектирование интерфейсов (UX)
- **Управление: процессы и люди**
 - Управление проектами и продуктами
 - Гибкие методологии (Agile)
 - Управление качеством
 - Управление рисками
 - Человеческий капитал и образование

- **Бизнес и предпринимательство в индустрии разработки ПО.**

Принимаются также доклады и на другие темы, относящиеся к разработке ПО.

Авторам принятых докладов предоставляется право бесплатного участия в конференции (1 бесплатный участник на доклад).

За лучший исследовательский доклад в области программной инженерии выплачивается премия Бертрана Мейера в размере 1000 евро.

Прием заявок до 15 июля 2013 года на сайте: www.secr.ru

Контакты

Председатель конференции: Николай Пунтиков

Секретарь конференции: Юлия Крючкова

Email: contact@secr.ru, тел.: +7 812 336 93 44, +7 921 741 48 23.



FEDERATED CONFERENCE ON COMPUTER SCIENCE AND INFORMATION SYSTEMS

Kraków, Poland, 8-11 September, 2013

Events of FedCSIS 2013:

- **AAIA'13 - 8th International Symposium Advances in Artificial Intelligence and Applications**
 - AIMA'13 - 3rd International Workshop on Artificial Intelligence in Medical Applications
 - ASIR'13 - 3rd International Workshop on Advances in Semantic Information Retrieval
 - RSKD'13 - International Workshop on Rough Sets and Knowledge Discovery
 - WCO'13 - 6th Workshop on Computational Optimization
 - WEO-DIA'13 - 2nd Workshop on Well-founded Everyday Ontologies – Design, Implementations & Applications
- **CSNS - Computer Science & Network Systems**
 - CANA'13 - 6th Computer Aspects of Numerical Algorithms
 - MMAP'13 - 6th International Symposium on Multimedia Applications and Processing
- **ECRM - Education, Curricula & Research Methods**
 - DS-RAIT'13 - Doctoral Symposium on Recent Advances in Information Technology
 - ISEC'13 - Information Systems Education & Curricula Workshop
- **iNetSApp - Innovative Network Systems and Applications**
 - SAMAS'13 - Strong Authentication Methods and Systems
 - WSN'13 - 2nd International Conference on Wireless Sensor Networks
 - SoFAST-WS'13 - 2nd International Symposium on Frontiers in Network Applications, Network Systems and Web Services
- **IT4MBS - Information Technology for Management, Business & Society**
 - ABICT'13 - 4th International Workshop on Advances in Business ICT
 - Agent Day'13
 - AITM'13 - 11th Conference on Advanced Information Technologies for Management
 - IT4L'13 - 2nd Workshop on Information Technologies for Logistics
 - KAM'13 - 19th Conference on Knowledge Acquisition and Management
 - MMT'13 - 3rd Workshop on Modeling Multi-commodity Trade: Towards Smart Systems
 - TAMoCo'13 - Techniques and Applications for Mobile Commerce
- **SSD&A - Software Systems Development & Applications**
 - ATSE'13 - 4th International Workshop Automating Test Case Design, Selection and Evaluation
 - IWCPS'13 - International Workshop on Cyber-Physical Systems
 - PBDA'13 - Performance of Business Database Applications
 - WAPL'13 - 4th Workshop on Advances in Programming Languages

Important Dates:

- Paper submission: **May 12, 2013**
- Author notification: **June 17, 2013**
- Final submission and registration opening: **July 8, 2013**
- Conference date: **September 8-11, 2013**

www.fedcsis.org

FedCSIS is organized by:



IEEE Xplore®
DIGITAL LIBRARY

Under patronage of:



Proceedings will be submitted for indexing by:



In cooperation with:





СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ LIST OF AUTHORS

АНДРЕЕВ Иван Александрович – аспирант кафедры информационных и управляющих систем Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Россия, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. E-mail: andreev.ia@gmail.com

ANDREEV, Ivan A. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29. St. Petersburg. Russia. E-mail: andreev.ia@gmail.com

АНТОНОВ Валерий Иванович – заведующий кафедрой высшей математики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, доктор технических наук, профессор.

195251, Россия, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. E-mail: antonovvi@mail.ru

ANTONOV, Valerii I. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29. St. Petersburg. Russia. E-mail: antonovvi@mail.ru

АРСЕНЬЕВ Дмитрий Германович – проректор по международной деятельности Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, доктор технических наук, профессор.

195220, Россия, Санкт-Петербург, Гражданский пр., д. 28. Тел. 8(812)534-10-01, e-mail: imop@imop.spbstu.ru

ARSENIEV, Dmitry G. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Grazhdansky prospect 28. St. Petersburg. Russia. E-mail: imop@imop.spbstu.ru

БОРОДУЛИН Роман Юрьевич – преподаватель кафедры радиосвязи Военной академии связи имени М.В. Буденного, кандидат технических наук.

194064, Санкт-Петербург, Тихорецкий пр., д. 3.

BORODULIN, Roman Yu. *Budyonny Military Academy of Communications.*

194064, Tikhoretsky prospect 3. St. Petersburg. Russia.

ВАСИЛЬЕВ Алексей Евгеньевич – доцент кафедры компьютерных систем и программных технологий Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, кандидат технических наук.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 21. Тел. 8(812)297-42-18, e-mail: avasil@aivt.ftk.spbstu.ru

VASSILIEV, Alexei E. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 21. St. Petersburg. Russia. E-mail: avasil@aivt.ftk.spbstu.ru

ВЕНЕДИКТОВ Валерий Тимофеевич – старший преподаватель кафедры радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. E-mail: venedictov@hotmail.com

VENEDIKTOV, Valery T. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29. St. Petersburg. Russia. E-mail: venedictov@hotmail.com

ВЕРЕНИНОВ Алексей Андреевич – заведующий лабораторией Института Цитологии РАН, доктор биологических наук.

194064, Россия, Санкт-Петербург, Тихорецкий пр., д. 4.

VERENINOV, Aleksey A. *Institute of Cytology Russian Academy of Science.*

194064, Tikhoretsky prospect 4. St-Petersburg. Russia.

ВЕРЕНИНОВ Игорь Андреевич – доцент кафедры информационных управляющих систем Института информационных технологий и управления Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, кандидат технических наук.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. E-mail: via1938@mail.ru

VERENINOV, Igor A. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29. St. Petersburg. Russia. E-mail: via1938@mail.ru

ВУ ван Куанг – студент кафедры систем автоматического управления Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Россия, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29.

VU van Quang *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29. St. Petersburg. Russia.

ГРОБЕР Татьяна Александровна – доцент кафедры прикладной математики и вычислительной техники Ростовского государственного строительного университета, кандидат физико-математических наук.

344022, г. Ростов-на-Дону, ул. Социалистическая, д. 162, корп. 8. E-mail: Grober71@mail.ru

GROBER, Tatyana A. *Rostov State University of Civil Engineering.*

344022, Socialisticheskaya Str. 162, k. 8. Rostov-on-Don. Russia. E-mail: Grober71@mail.ru

ДАВЫДЕНКО Антон Сергеевич – аспирант кафедры радиоэлектронных средств защиты информации Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29.

DAVYDENKO, Anton S. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29. St. Petersburg. Russia.

ДАНИЛОВА Наталья Викторовна – доцент кафедры высшей математики и исследования операций Южного федерального университета, кандидат физико-математических наук.

344090, г. Ростов-на-Дону, ул. Мильчакова, д. 8а, ауд. 209. E-mail: danilova198686@mail.ru

DANILOVA, Natalya V. *Southern Federal University.*

344006, Bolshaya Sadovaya Str. 105/42. Rostov-on-Don. Russia. E-mail: danilova198686@mail.ru

ДО СУАН Тьен – заведующий кафедрой микропроцессорной техники государственного технического университета имени Ле Куи Дон, кандидат технических наук, профессор.

100000, Вьетнам, Ханой, ул. Хоанг Куок Вьет, д. 236.

Đỗ Xuân Tiến *Le Quy Don Technical university, Hanoi, Vietnam.*

ДОНЦОВА Анастасия Васильевна – магистрант кафедры компьютерных систем и программных технологий Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 21. Тел. 8(812)297-42-18.

DONTSOVA, Anastasiya V. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 21. St. Petersburg. Russia.

ДУШУТИНА Елена Владимировна – доцент кафедры компьютерных систем и программных технологий Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, кандидат технических наук.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 21. Тел. 8(812)297-42-18, e-mail: elenvkov@gmail.com

DUSHUTINA, Elena V. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 21. St. Petersburg. Russia. E-mail: elenvkov@gmail.com

ЖИТНИКОВ Владимир Павлович – заведующий кафедрой компьютерной математики Уфимского государственного авиационного технического университета, доктор физико-математических наук, профессор.

450000, Россия, г. Уфа, ул. К. Маркса, д. 12. E-mail: zhitnik@mail.ru

ZHITNIKOV, Vladimir P. *Ufa State Aviation Technical University.*

450000, K. Marksa Str.12. Ufa. Russia. E-mail: zhitnik@mail.ru

ЖИТНИКОВА Наталья Ивановна – доцент кафедры вычислительной математики и кибернетики Уфимского государственного авиационного технического университета, кандидат технических наук.

450000, Россия, г. Уфа, ул. К. Маркса, д. 12. E-mail: zhitnik@mail.ru

ZHITNIKOVA, Natalya I. *Ufa State Aviation Technical University.*

450000, K. Marksa Str.12. Ufa. Russia. E-mail: zhitnik@mail.ru

ЗАГАЙНОВ Артем Игоревич – ассистент кафедры высшей математики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Россия, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29.



ZAGAYNOV, Artem I. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29. St. Petersburg. Russia.

ИВАНОВ Сергей Владимирович – соискатель кафедры физической электроники и технологии Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета.

197376, Россия, Санкт-Петербург, ул. Профессора Попова, д. 5. E-mail: y_chess@mail.ru

IVANOV, Sergey V. *St. Petersburg Electrotechnical University «LETI».*

197376, Professora Popova Str. 5. St. Petersburg. Russia. E-mail: y_chess@mail.ru

КАБЕСАС Тапиа Диего Фернандо – аспирант кафедры компьютерных систем и программных технологий Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Россия, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 21. Тел. 8(812)297-42-18, e-mail: diefer1986@mail.ru

CABEZAS D. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29. St. Petersburg. Russia.

КАМЕНЕЦКИЙ Борис Семёнович – аспирант кафедры теоретических основ связи и радиотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича.

191186, Россия, Санкт-Петербург, наб. р. Мойки, д. 61. E-mail: bskamenetskiy@gmail.com

KAMENETSKII, Boris S. *The Bonch-Bruevich St. Petersburg State University of Communication.*

191186, Moika, 61. St. Petersburg. Russia. E-mail: bskamenetskiy@gmail.com

КОТОВ Виталий Владимирович – аспирант кафедры физики и математического моделирования в механике Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Россия, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. E-mail: kotov.vitaliy@gmail.com

KOTOV, Vitaly V. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29. St. Petersburg. Russia. E-mail: kotov.vitaliy@gmail.com

ЛИТВИНОВ Алексей Александрович – аспирант кафедры теоретических основ связи и радиотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича.

191186, Россия, Санкт-Петербург, наб. р. Мойки, д. 61. E-mail: lalli.spb@gmail.com

LITVINOV, Aleksey A. *The Bonch-Bruevich St. Petersburg State University of Communication.*

191186, Moika, 61. St. Petersburg. Russia. E-mail: lalli.spb@gmail.com

МАКАРОВ Сергей Борисович – профессор, заведующий кафедрой радиоэлектронных средств защиты информации Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, доктор технических наук.

195251, Россия, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. E-mail: makarov@cee.spbstu.ru

MAKAROV, Sergey B. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29. St. Petersburg. Russia. E-mail: makarov@cee.spbstu.ru

ПЕТУНИН Александр Александрович – заместитель директора механико-машиностроительного института Уральского федерального университета, профессор кафедры информационных технологий и автоматизации проектирования, доктор технических наук.

620002, Россия, г. Екатеринбург, ул. Мира, д. 19.

PETUNIN, Aleksandr A. *Ural Federal University.*

620002, Mira Str. 19. Ekaterinburg. Russia.

ПЕТУХОВ Леонид Викторович – профессор кафедры прикладной математики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, доктор физико-математических наук.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. E-mail: referent@tu.neva.ru

PETUKHOV, Leonid V. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29. St. Petersburg. Russia. E-mail: referent@tu.neva.ru

ПОЛЯНСКИЙ Владимир Анатольевич – профессор кафедры физики и математического моделирования в механике Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195220, Санкт-Петербург, Гражданский пр., д. 28. Тел. 8(812)534-10-01, e-mail: vapol@mail.ru

POLYANSKIY, Vladimir A. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Grazhdansky prospect 28. St. Petersburg. Russia. E-mail: vapol@mail.ru

ПОРЕЧНЫЙ Сергей Сергеевич – доцент кафедры компьютерной математики Уфимского государственного авиационного технического университета, кандидат физико-математических наук.

450000, Россия, г. Уфа, ул. К. Маркса, д. 12. E-mail: porechny@mail.ru

PORECHNY, Sergey S. *Ufa State Aviation Technical University.*

450000, K. Marksa Str. 12. Ufa. Russia. E-mail: porechny@mail.ru

РОДИОНОВА Елена Александровна – доцент кафедры прикладной математики Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, кандидат физико-математических наук.

195251, Россия, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. E-mail: e_a_rodion@mail.ru

RODIONOVA, Elena A. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29. St. Petersburg. Russia. E-mail: e_a_rodion@mail.ru

РЫБАК Виктор Александрович – директор Центрального научно-исследовательского института комплексного использования водных ресурсов Министрства природных ресурсов и охраны окружающей среды Республики Беларусь, кандидат технических наук, доцент.

220086, Республика Беларусь, г. Минск, ул. Славинского-1. кор. 2. E-mail: 6774338@tut.by

РЫБАК, Viktor A. *Central Research Institute for Complex Use of Water Resources.*

220086, Slavinskogo-1 Str., k. 2. Minsk. Belarus. E-mail: 6774338@tut.by

САДИН Ярослав Дмитриевич – магистрант кафедры компьютерных систем и программных технологий Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. Тел. 8(812)297-42-18

SADIN, Yaroslav D. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29. St. Petersburg. Russia.

САДОВНИКОВ Владимир Юрьевич – аспирант кафедры систем коммутации и распределения информации Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича.

191186, Россия, Санкт-Петербург, наб. р. Мойки, д. 61. E-mail: sadko_sobaka@rambler.ru

SADOVNIKOV, Vladimir Yu. *The Bonch-Bruевич St. Petersburg State University of Communication.*

191186, Moika, 61. St. Petersburg. Russia. E-mail: sadko_sobaka@rambler.ru

СМИРНОВА Нина Анатольевна – доцент кафедры механики и процессов управления Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. Тел. 8(812)552-77-78, e-mail: nina-mpu@mail.ru

SMIRNOVA, Nina A. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29. St. Petersburg. Russia. E-mail: nina-mpu@mail.ru

СОЛОВЬЁВ Алексей Андреевич – аспирант кафедры теоретических основ связи и радиотехники Санкт-Петербургского государственного университета телекоммуникаций имени профессора М.А. Бонч-Бруевича.

191186, Россия, Санкт-Петербург, наб. р. Мойки, д. 61. E-mail: alanight@mail.ru

SOLOVIEV, Aleksey A. *The Bonch-Bruевич St. Petersburg State University of Communication.*

191186, Moika, 61. St. Petersburg. Russia. E-mail: alanight@mail.ru

СОНЬКИН Константин Михайлович – аспирант Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Россия, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. E-mail: sonkinkonst@mail.ru

SONKIN, Konstantin M. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29. St. Petersburg. Russia. E-mail: sonkinkonst@mail.ru

СОСУНОВ Борис Васильевич – профессор кафедры радиосвязи Военной академии связи имени М.В. Буденного, заслуженный деятель науки и техники РФ.

194064, Санкт-Петербург, Тихорецкий пр., д. 3.

SOSUNOV, Boris V. *Budyonny Military Academy of Communications.*

194064, Tikhoretsky prospect, 3. St. Petersburg. Russia.

СТОЛЯРЕНКО Юрий Анатольевич – инженер-программист компании Exigen Services.

196158, Россия, Санкт-Петербург, Пулковское ш., д. 40/4. E-mail: yourunspb@gmail.com

STOLYARENKO Yuriy A. *Exigen Services*

196158, Pulkovskoe Highway 40/4. St. Petersburg. Russia. E-mail: yourunspb@gmail.com



ХОЛОДНЫХ Павел Владимирович – ассистент кафедры системного анализа и управления Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Россия, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 21. E-mail: pavel.kholodnykh@gmail.com

KHOLODNYKH Pavel. V *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 21. St. Petersburg. Russia. E-mail: pavel.kholodnykh@gmail.com

ЦИКИН Игорь Анатольевич – профессор кафедры радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного политехнического университета, доктор технических наук.

195251, Россия, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. E-mail: tsikin@mail.spbstu.ru

TSIKIN, Igor A. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29. St. Petersburg. Russia. E-mail: tsikin@mail.spbstu.ru

ЧЕНЦОВ Александр Георгиевич – заведующий отделом Института математики и механики Уральского отделения РАН, член-корреспондент РАН, доктор физико-математических наук, профессор.

620990, Россия, г. Екатеринбург, ул. С. Ковалевской, д. 16. E-mail: chentsov@imm.uran.ru

CHENTSOV, Aleksandr G. *Institute of Mathematics and Mechanics, Ural Branch of the Russian Academy of Sciences.*

620990, S. Kovalevskoy Str. 16. Ekaterinburg. Russia. E-mail: chentsov@imm.uran.ru

ЧЕНЦОВ Павел Александрович – научный сотрудник Института математики и механики Уральского отделения РАН, кандидат физико-математических наук.

620990, Россия, г. Екатеринбург, ул. С. Ковалевской, д. 16.

CHENTSOV, Pavel A. *Institute of Mathematics and Mechanics, Ural Branch of the Russian Academy of Sciences.*

620990, S. Kovalevskoy Str. 16. Ekaterinburg. Russia.

ЩЕРБИНИНА Елизавета Альбертовна – аспирант кафедры радиотехники и телекоммуникаций Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

195251, Россия, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29. E-mail: lizspbstyle@gmail.com

SHCHERBININA, Elizaveta A. *St. Petersburg State Polytechnical University.*

195251, Politekhnikeskaya Str. 29. St. Petersburg. Russia. E-mail: lizspbstyle@gmail.com

ЭПШТЕЙН Михаил Залманович – профессор кафедры стратегического менеджмента Санкт-Петербургского государственного экономического университета, кандидат экономических наук.

191023, Россия, Санкт-Петербург, ул. Садовая, д. 21. E-mail: m-epstein@yandex.ru

EPSHTEIN, Mikhail Z. *St. Petersburg State University of Economics and Finance.*

191023, Sadovaya Str. 21. St. Petersburg. Russia. E-mail: m-epstein@yandex.ru

НАУЧНОЕ ИЗДАНИЕ
«НАУЧНО-ТЕХНИЧЕСКИЕ ВЕДОМОСТИ
САНКТ-ПЕТЕРБУРГСКОГО
ГОСУДАРСТВЕННОГО ПОЛИТЕХНИЧЕСКОГО УНИВЕРСИТЕТА.
ИНФОРМАТИКА. ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ. УПРАВЛЕНИЕ»
«ST. PETERSBURG STATE POLYTECHNICAL UNIVERSITY JOURNAL.
COMPUTER SCIENCE. TELECOMMUNICATIONS AND CONTROL SYSTEMS»

№ 2 (169) 2013

Учредитель – Федеральное государственное бюджетное образовательное учреждение высшего профессионального образования «Санкт-Петербургский государственный политехнический университет»

Журнал зарегистрирован Федеральной службой по надзору в сфере информационных технологий и массовых коммуникаций (Роскомнадзор).
Свидетельство о регистрации ПИ № ФС77-51457 от 19.10.2012 г.

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 (812)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 26.04.2013. Формат 60×84 1/8. Бум. тип. № 1.
Печать офсетная. Усл. печ. л. 18,60. Уч.-изд. л. 18,60. Тираж 1000. Заказ

Санкт-Петербургский государственный политехнический университет
Издательство Политехнического университета
член Издательско-полиграфической ассоциации университетов России
Адрес университета и издательства: 195251, Санкт-Петербург, ул. Политехническая, д. 29.

УСЛОВИЯ ПУБЛИКАЦИИ СТАТЕЙ

в журнале «Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление»

1. ОБЩИЕ ПОЛОЖЕНИЯ

Журнал «Научно-технические ведомости Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Информатика. Телекоммуникации. Управление» является периодическим печатным научным рецензируемым изданием. Зарегистрировано Федеральной службой по надзору в сфере информационных технологий и массовых коммуникаций (Роскомнадзор). Свидетельство о регистрации ПИ № ФС77-51457 от 19 октября 2012 г. С 2008 года выпускался в составе сериального периодического издания «Научно-технические ведомости СПбГПУ» (ISSN 1994-2354).

Издание с 2002 года входит в Перечень ведущих научных рецензируемых журналов и изданий (перечень ВАК) и принимает для печати материалы научных исследований, а также статьи для опубликования основных результатов диссертаций на соискание ученой степени доктора наук и кандидата наук по следующим основным научным направлениям: ИНФОРМАТИКА, ВЫЧИСЛИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА, РАДИОТЕХНИКА И СВЯЗЬ, ЭЛЕКТРОНИКА, ИЗМЕРИТЕЛЬНАЯ ТЕХНИКА, УПРАВЛЕНИЕ В СОЦИАЛЬНЫХ И ЭКОНОМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ. Научные направления журнала учитываются ВАК Минобрнауки РФ при защите докторских и кандидатских диссертаций в соответствии с Номенклатурой специальностей научных работников.

Сведения о публикации представлены в Реферативном журнале ВИНИТИ РАН, в международной справочной системе «Ulrich's Periodical Directory».

Периодичность выхода журнала – 6 номеров в год.

2. ТРЕБОВАНИЯ К ПРЕДОСТАВЛЯЕМЫМ МАТЕРИАЛАМ

2.1. Оформление материалов

1. Объем статей докторов наук, профессоров, докторантов, соискателей ученой степени доктора наук, как правило, 12–20 страниц формата А-4. Количество рисунков не должно превышать 5, таблиц – 4, литературных источников – 15.

2. Объем статей преподавателей, сотрудников, аспирантов, соискателей ученой степени кандидата наук, как правило, 8–15 страниц формата А-4, объем статей аспирантов – 8 страниц формата А-4. Количество рисунков не должно превышать 4, таблиц – 3, литературных источников – 10.

3. Авторы должны придерживаться следующей обобщенной структуры статьи: вводная часть (0,5–1 стр., актуальность, существующие проблемы); основная часть (постановка и описание задачи, изложение и суть основных результатов); заключительная часть (0,5–1 стр., предложения, выводы), список литературы (оформление по ГОСТ 7.1-2003).

4. Число авторов статьи не должно превышать трех человек.

5. Набор текста осуществляется в редакторе **MS Word**, формул – в редакторе **MS Equation 3.0** или **MythType**. Таблицы набираются в том же формате, что и основной текст.

6. Шрифт – TNR, размер шрифта основного текста – 14, интервал – 1,5; таблицы большого размера могут быть набраны 12 кеглем. Параметры страницы: поля слева – 3 см, сверху, снизу – 2,5 см, справа – 2 см, текст размещается без переносов. Абзацный отступ – 1 см.

2.2. Предоставление материалов

Вместе с материалами статьи должны быть обязательно предоставлены:

- номер УДК в соответствии с классификатором (в заголовке статьи);
- аннотация (2–3 предложения) на русском и английском языках;
- ключевые слова (5–7) на русском и английском языках;

- сведения об авторах на русском и английском языках: ФИО, место работы, должность, ученое звание, ученая степень, контактные телефоны, e-mail;
- аспиранты представляют документ отдела аспирантуры, заверенный печатью;
- рецензия на имя зам. главного редактора, подписанная специалистом, имеющим ученую степень доктора наук и/или ученое звание профессора. Рецензия должна быть ОБЯЗАТЕЛЬНО заверена в отделе кадров. Рецензент несет ответственность за содержание статьи, достоверность представленных материалов.

При необходимости редколлегия может потребовать представления акта экспертизы, о чем она сообщает автору (авторам).

С авторами статей заключается издательский лицензионный договор.

Предоставление всех материалов осуществляется по электронной почте на адрес редакции: **infocom@spbstu.ru**

2.3. Рассмотрение материалов

Предоставленные материалы (п. 2.2) первоначально рассматриваются редакционной коллегией и передаются для рецензирования. После одобрения материалов, согласования различных вопросов с автором (при необходимости) редакционная коллегия сообщает автору решение об опубликовании статьи. В случае отказа в публикации статьи редакция направляет автору мотивированный отказ.

При отклонении материалов из-за нарушения сроков подачи, требований по оформлению или как не отвечающих тематике журнала материалы не публикуются и не возвращаются.

Редакционная коллегия не вступает в дискуссию с авторами отклоненных материалов.

Публикация материалов аспирантов очной бюджетной формы обучения осуществляется бесплатно в соответствии с очередностью.

При поступлении в редакцию значительного количества статей их прием в очередной номер может закончиться ДОСРОЧНО.

Более подробную информацию можно получить по телефону/факсу редакции:

8(812) 552-62-16 с 10⁰⁰ до 18⁰⁰ Галина Александровна

или по e-mail: infocom@spbstu.ru