

# ИНФОРМАЦИОННО- УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

4(71)/2014

4(71)/2014

# INFORMATSIONNO- UPRAVLIAIUSHCHIE SISTEMY (INFORMATION AND CONTROL SYSTEMS)

REFEREED EDITION

**Founder**  
«Information and Control Systems», Ltd.

**Publisher**  
Saint-Petersburg State University  
of Aerospace Instrumentation

**Editor-in-Chief**  
M. Sergeev  
Dr. Sc., Tech., Professor, St.-Petersburg, Russia

**Deputy Editor-in-Chief**  
E. Krouk  
Dr. Sc., Tech., Professor, St.-Petersburg, Russia

**Executive secretary**  
O. Muravtsova

**Editorial Council**  
L. Chubraeva  
RAS Corr. Member, Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia

L. Fortuna  
PhD, Professor, Catania, Italy

A. Fradkov  
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia

V. Kozlov  
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia

C. Christodoulou  
PhD, Professor, Albuquerque, New Mexico, USA

B. Meyer  
Dr. Sc., Professor, Zurich, Switzerland

A. Ovodenko  
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia

Y. Podoplyokin  
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia

Yu. Shokin  
RAS Academician, Dr. Sc., Phys.-Math., Novosibirsk, Russia

V. Simakov  
Dr. Sc., Tech., Professor, Moscow, Russia

V. Vasilev  
RAS Corr. Member, Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia

R. Yusupov  
RAS Corr. Member, Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia

**Editorial Board**  
V. Anisimov  
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia

B. Bezruchko  
Dr. Sc., Phys.-Math., Saratov, Russia

N. Blaunstein  
Dr. Sc., Phys.-Math., Professor, Beer-Sheva, Israel

A. Dudin  
Dr. Sc., Tech., Professor, Minsk, Belarus

V. Khimenko  
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia

G. Maltsev  
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia

V. Melekhin  
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia

A. Shalyto  
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia

A. Shepeta  
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia

A. Smirnov  
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia

Z. Yuldashev  
Dr. Sc., Tech., Professor, St. Petersburg, Russia

A. Zeifman  
Dr. Sc., Phys.-Math., Vologda, Russia

**Editor:** A. Larionova

**Proofreader:** T. Zvertanovskaia

**Design:** A. Koleshko, M. Chernenkov

**Layout and composition:** N. Karavaeva

**Contact information**

The Editorial and Publishing Center, SUAI  
67, B. Morskaia, 190000, St. Petersburg, Russia  
Website: <http://i-us.ru/en>, E-mail: [i-us.spb@gmail.com](mailto:i-us.spb@gmail.com)  
Tel.: +7 - 812 494 70 02

The Journal was registered in the Ministry of Press,  
Broadcasting and Mass Media of the Russian Federation.  
Registration Certificate JD № 77-12412 from April, 19, 2002.  
Re-registration in the Federal Service for Supervision in the Sphere of Telecom,  
Information Technologies and Mass Communications (ROSKOMNADZOR)  
due to change of the founder: «Information and Control Systems», Ltd.,  
JD № FS77-49181 from March, 30, 2012.

The journal is distributed by subscription. Subscription can be made in the  
Editorial and publishing center, SUAI as well as in any post office based on  
«Rospechat» catalogue:  
№ 48060 — annual subscript, № 15385 — semiannual subscript.

© Corporate authors, 2014

## INFORMATION PROCESSING AND CONTROL

- Balotin N. A., Seberry J.** *A Review and New Symmetric Conference Matrices* 2
- Kurmaev I. R., Mironovsky L. A.** *Gramian Synthesis of Two-Mass Mechanical Systems with High Multiplicity of Hankel Singular Values* 8
- Vatamaniuk I. V., Ronzhin A. L.** *Application of Digital Images Blur Estimation Methods for Audiovisual Monitoring* 16
- Kozionov A. P., Pyayt A. L., Mokhov I. I., Ivanov U. P.** *Wavelet Transform and One-Class Classification for Dike Health Monitoring* 24
- Veselov A. I., Gilmutdinov M. R.** *Algorithm of Motion Field Optimization for Temporal Frame Interpolation* 33

## INFORMATION AND CONTROL SYSTEMS

- Kolbanev M. O., Tatarnikova T. M.** *Information Volume of Basic Information Processes* 42
- Efimov A. A., Kosulin V. D.** *Melnikov S. Y. Predictive Relay-Vector Control of Active Current Converters* 48
- Muromtsev D. Yu., Pogonin V. A.** *Real Ternary Integrator Problem Analysis* 54
- Kostishin M. O., Zharinov I. O., Zharinov O. O.** *Visual Characteristics of Displaying Air Navigation Parameters and Geoinformation Data in Avionics* 61

## SYSTEM AND PROCESS MODELING

- Fridman A. Ya., Kurbanov V. G.** *Situational Modelling of Reliability and Safety for Industrial-Natural Systems* 68
- Karin S. A.** *Developing a Domain-Specific Ontology in Spatial Data Processing Systems* 78
- Andreyev A. V.** *Mathematical Model of a Directory Service* 85

## HARDWARE AND SOFTWARE RESOURCES

- Marakhovsky V. B.** *CMOS Implementation of a Trained Threshold Logical Element. Part II. Simulation Results and Implementability* 88
- Benderskaya E. N., Tolstov A. A.** *Hardware Implementation of a Chaotic Oscillatory Neural Network by NVidia CUDA Technology* 94

## INFORMATION CODING AND TRANSMISSION

- Krouk E. A.** *Evaluation of Error-Correction Capability for Two-Dimensional Coding in a Time-Frequency Channel* 102
- Moldovyan A. A., Berezin A. N., Rzhkov A. V.** *Commutative Ciphers Based on Difficulty of Simultaneous Solving Factorization and Discrete Logarithm Problems* 106

## INFORMATION CHANNELS AND MEDIUM

- Maltsev G. N., Harchenko A. V., Garagulya A. S.** *Limits of Radio Data Transmission Noise Immunity Improvement in Digital Signal Processing with Noise Compensation* 111

## CONTROL IN MEDICAL AND BIOLOGICAL SYSTEMS

- Tichonov E. P.** *Adaptive Filtering/Fragmentation Algorithms for Electrocardiograms of High Temporal Resolution. Part II. Adaptive Algorithm Synthesis and Experimental Results* 117

## INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

125

Submitted for publication 30.05.14. Passed for printing 01.09.14. Format 60×84/8.  
Offset paper. Phototype SchoolBookC. Offset printing.

Layout original is made at the Editorial and Publishing Center, SUAI,  
67, B. Morskaia, 190000, St. Petersburg, Russia  
Printed from slides at the Editorial and Publishing Center, SUAI,  
67, B. Morskaia, 190000, St. Petersburg, Russia

4(71)/2014

РЕЦЕНЗИРУЕМОЕ ИЗДАНИЕ

# ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

Учредитель  
ООО «Информационно-управляющие системы»

Издатель  
Санкт-Петербургский государственный университет  
аэрокосмического приборостроения

Главный редактор  
М. Б. Сергеев,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

Зам. главного редактора  
Е. А. Крук,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

Ответственный секретарь  
О. В. Муравцова

Редакционный совет:

Председатель А. А. Оводенко,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ  
В. Н. Васильев,  
чл.-корр. РАН, д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ  
В. Н. Козлов,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

К. Крестодолу,  
д-р наук, проф., Альбукерке, Нью-Мексико, США  
Б. Мейер,  
д-р наук, проф., Цюрих, Швейцария

Ю. Ф. Подоплекин,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ  
В. В. Симаков,  
д-р техн. наук, проф., Москва, РФ

Л. Фортуна,  
д-р наук, проф., Катания, Италия

А. Л. Фрадков,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ  
Л. И. Чубраева,  
чл.-корр. РАН, д-р техн. наук, С.-Петербург, РФ

Ю. И. Шокин,  
акад. РАН, д-р физ.-мат. наук, проф., Новосибирск, РФ  
Р. М. Юсупов,  
чл.-корр. РАН, д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

Редакционная коллегия:  
В. Г. Анисимов,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

Б. П. Безручко,  
д-р физ.-мат. наук, проф., Саратов, РФ  
Н. Блаунштейн,  
д-р физ.-мат. наук, проф., Беэр-Шева, Израиль

А. Н. Дудин,  
д-р физ.-мат. наук, проф., Минск, Беларусь

А. И. Зейфман,  
д-р физ.-мат. наук, проф., Вологда, РФ  
Г. Н. Мальцев,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

В. Ф. Мелехин,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ  
А. В. Смирнов,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

В. И. Хименко,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ  
А. А. Шалыто,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

А. П. Шепета,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ  
З. М. Юлдашев,  
д-р техн. наук, проф., С.-Петербург, РФ

Редактор: А. Г. Ларионова  
Корректор: Т. В. Звертановская

Дизайн: А. Н. Колешко, М. Л. Черненко  
Компьютерная верстка: Н. Н. Караваева

Адрес редакции: 190000, Санкт-Петербург,  
Б. Морская ул., д. 67, ГУАП, РИЦ

Тел.: (812) 494-70-02, e-mail: ius.spb@gmail.com, сайт: <http://i-us.ru>

Журнал зарегистрирован в Министерстве РФ по делам печати, телерадиовещания и средств массовых коммуникаций.  
Свидетельство о регистрации ПИ № 77-12412 от 19 апреля 2002 г.  
Перерегистрирован в Роскомнадзоре.  
Свидетельство о регистрации ПИ № ФС77-49181 от 30 марта 2012 г.

Журнал входит в «Перечень ведущих рецензируемых научных журналов и изданий, в которых должны быть опубликованы основные научные результаты диссертации на соискание ученой степени доктора и кандидата наук».

Журнал распространяется по подписке. Подписку можно оформить через редакцию, а также в любом отделении связи по каталогу «Роспечать»: № 48060 — годовой индекс, № 15385 — полугодовой индекс.

© Коллектив авторов, 2014

## ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ И УПРАВЛЕНИЕ

- Balonin N. A., Seberry J.** A Review and New Symmetric Conference Matrices 2
- Курмаев И. Р., Мироновский Л. А.** Грамианный синтез двухмассовой системы с кратными ганкелевыми сингулярными числами 8
- Ватаманюк И. В., Ронжин А. Л.** Применение методов оценивания размытости цифровых изображений в задаче аудиовизуального мониторинга 16
- Козионов А. П., Пяйт А. Л., Мохов И. И., Иванов Ю. П.** Вейвлет-преобразование и одноклассовая классификация для мониторинга состояния дамб 24
- Веселов А. И., Гильмутдинов М. Р.** Алгоритм оптимизации векторного поля в задаче временной интерполяции кадров 33

## ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

- Колбанёв М. О., Татарникова Т. М.** Информационный объем базовых информационных процессов 42
- Ефимов А. А., Косулин В. Д., Мельников С. Ю.** Прогнозирующее релейно-векторное управление активными токовыми преобразователями 48
- Муромцев Д. Ю., Погонин В. А.** Анализ задачи реального тройного интегратора 54
- Костишин М. О., Жаринов И. О., Жаринов О. О.** Исследование визуальных характеристик средств отображения пилотажно-навигационных параметров и геоинформационных данных в авионике 61

## МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ И ПРОЦЕССОВ

- Фридман А. Я., Курбанов В. Г.** Ситуационное моделирование надежности и безопасности промышленно-природных систем 68
- Карин С. А.** Построение предметно-ориентированной онтологии в системах обработки пространственных данных 78
- Андреев А. В.** Математическая модель служб каталогов 85

## ПРОГРАММНЫЕ И АППАРАТНЫЕ СРЕДСТВА

- Мараховский В. Б.** КМОП-реализация обучаемого порогового логического элемента. Часть 2. Результаты моделирования и реализуемость 88
- Бендерская Е. Н., Толстов А. А.** Реализация осцилляторной хаотической нейронной сети с применением технологии NVIDIA CUDA для решения задач кластеризации 94

## КОДИРОВАНИЕ И ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ

- Крук Е. А., Прохорова В. Б.** Расчет помехоустойчивости двумерного кодирования в частотно-временном канале 102
- Молдован А. А., Березин А. Н., Рыжков А. В.** Коммутативные шифры на основе трудности одновременного решения задач факторизации и дискретного логарифмирования 106

## ИНФОРМАЦИОННЫЕ КАНАЛЫ И СРЕДЫ

- Мальцев Г. Н., Харченко А. В., Гарагуля А. С.** Границы повышения помехоустойчивости радиотехнических систем передачи информации при цифровой обработке сигналов с компенсацией помех 111

## УПРАВЛЕНИЕ В МЕДИЦИНЕ И БИОЛОГИИ

- Тихонов Э. П.** Адаптивные алгоритмы фильтрации и фрагментации ЭКГ высокого временного разрешения. Часть 2. Синтез адаптивного алгоритма и результаты эксперимента 117

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

125

Сдано в набор 30.05.14. Подписано в печать 01.09.14. Формат 60×84/8.  
Бумага офсетная. Гарнитура SchoolBookС. Печать офсетная.  
Усл. печ. л. 15,4. Уч.-изд. л. 19,2. Тираж 1000 экз. Заказ 395.

Оригинал-макет изготовлен в редакционно-издательском центре ГУАП.  
190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67.

Отпечатано с готовых диапозитивов в редакционно-издательском центре ГУАП.  
190000, Санкт-Петербург, Б. Морская ул., 67.

UDC 004.438

# A REVIEW AND NEW SYMMETRIC CONFERENCE MATRICES

**N. A. Balonin**<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, korbendfs@mail.ru

**Jennifer Seberry**<sup>b</sup>, PhD, Foundation Professor, jennifer\_seberry@uow.edu.au

<sup>a</sup>Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaja St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

<sup>b</sup>Centre for Computer Security Research, EIS, University of Wollongong, NSW, 2522, Australia

**Purpose:** The paper deals with symmetric conference matrices which were first highlighted by Vitold Belevitch, who showed that such matrices mapped to lossless telephone connections. The goal of this paper is developing a theory of conference matrices using the preliminary research results. **Methods:** Extreme (by determinant) solutions were obtained by minimization of the maximum of matrix elements absolute values, followed by their subsequent classification. **Results:** We give the known properties of symmetric conference matrices, known orders and illustrations for some elementary and some interesting cases. We restrict our attention in this note to symmetric conference matrices. We give two symmetric conference matrices of order 46 which are inequivalent to those given by Rudi Mathon and show they lead to two new families of symmetric conference matrices of order  $5 \times 9^{2t+1} + 1$ ,  $t \geq 0$  is an integer. **Practical relevance:** Web addresses are given for other illustrations and other matrices with similar properties. Algorithms of building symmetric conference matrices have been used for developing research software.

**Keywords** – Conference Matrices, Hadamard Matrices, Weighing Matrices, Symmetric Balanced Incomplete Block Designs (SBIBD), Circulant Difference Sets, Symmetric Difference Sets, Relative Difference Sets, Constructions, Telephony.

**AMS Subject Classification:** 05B20; 20B20.

## Introduction

Symmetric conference matrices are a particularly important class of  $\{0, \pm 1\}$  matrices. Usually written as  $C$ , they are  $n \times n$  matrices with elements 0, +1 or -1 which satisfy

$$C^T C = C C^T = (n-1)I_n,$$

where “T” – denotes the matrix transpose and  $I_n$  is the identity matrix of order  $n$ . We say that a conference matrix is an *orthogonal matrix* (after the column-normalization).

In this paper we use – for -1 which corresponds to the usual Hadamard or weighing matrix notation [1–20].

A circulant matrix  $C_n = (c_{ij})$  of order  $n$  satisfies  $c_{ij} = c_{1, j-i+1 \pmod n}$ .

## Properties of Symmetric Conference Matrices

We note the following properties of a conference matrix:

- the order of a conference matrix must be  $\equiv 2 \pmod 4$ ;
- $n - 1$ , where  $n$  is the order of a conference matrix, must be the sum of two squares;
- if there is a conference matrix of order  $n$  then there is a symmetric conference matrix of order  $n$  with zero diagonal. The two forms are equivalent as one can be transformed into the other by (i) interchanging rows (columns) or (ii) multiplying rows (columns) by -1;

– a conference matrix is said to be normalized if it has first row and column all plus ones;

$$- C_n^T = (n - 1)C_n^{-1}.$$

## Known Conference Matrix Orders

Conference matrices are known [see Appendix] for the following orders:

Key	Method	Explanation	References
c1	$p^r + 1$	$p^r \equiv 1 \pmod 4$ is a prime power	[11, 6]
c2	$q^2(q + 2) + 1$	$q \equiv 3 \pmod 4$ is a prime power $q + 2$ is a prime power	[10]
c3	46		[10]
c4	$5 \times 9^{2t+1} + 1$	$t \geq 0$ is an integer	[15]
c5	$(n - 1)^s + 1$	$s \geq 2$ is an integer, $n$ – the order of a conference matrix	[17, 14]
c6	$(h - 1)^{2s} + 1$	$s \geq 1$ is an integer, $h$ – the order of a skew-Hadamard matrix	[17, 14]
c7	4 circulant matrices with two borders	Example below	
c8	Certain relative difference sets with two borders		[1]

We now describe the examples of the  $C_{46}$  which differ from that of Mathon. We will observe and use three types of cells:

- 1) type 0: 0-circulant (zero shift, all rows are equal to each-other);
- 2) type 1: circulant (circulant shift every new row right);
- 3) type 2: back-circulant (circulant shift every new row left).

We will say that a matrix has a *rich structure*, if it consists of several different types of cells. Such notation allows us to describe special matrix structures for different  $C_{46}$ .

### Rich Structures and Families of Mathon Structure

The Mathon  $C_{46}$  [10] has as its core the usual block-circulant matrix, every block has 9 little  $3 \times 3$ -cells. We write it as

$$W = \text{circ}(A, B, C, C^T, B^T),$$

where all cells of type 0 are situated inside of C.

### The Basic Mathon $C_{46}$ has cells only of types 0 and 1

Cells (Fig. 1) have

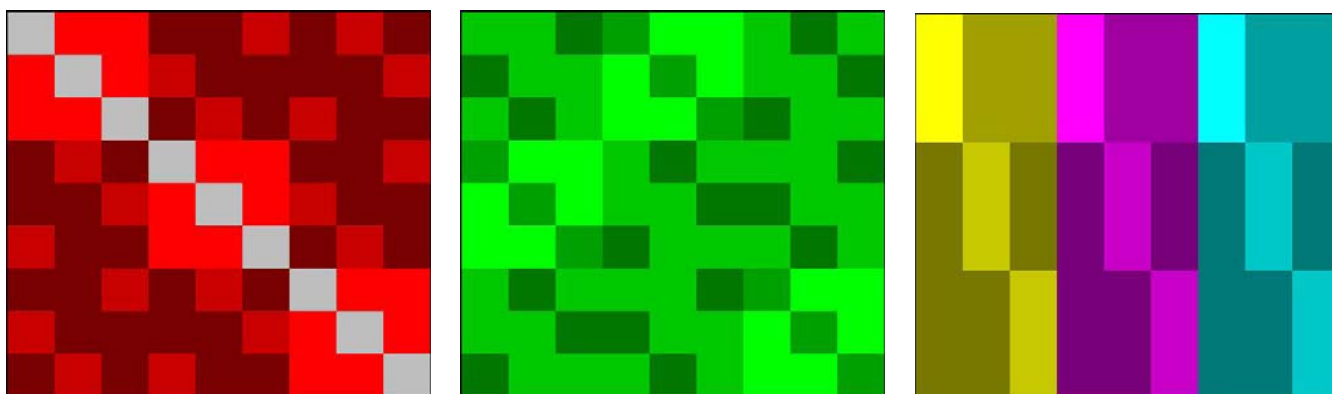
- 1) type 1: inside of  $A = \text{circ}(a, b, b^T)$ ;
- 2) type 1: inside of  $B = \text{backcirc}(c, d, c^T)$ ;
- 3) type 0: inside of  $C = \text{crosscirc}(e)$ .

The  $C = \text{crosscirc}(e)$  consists of  $m = 3$  columns ( $m$  — size of  $e$ ), every column has  $m = 3$  rows — circulant shifted cell of type 0. We will call it a *cross-shifted matrix* (or cross-matrix, for short).

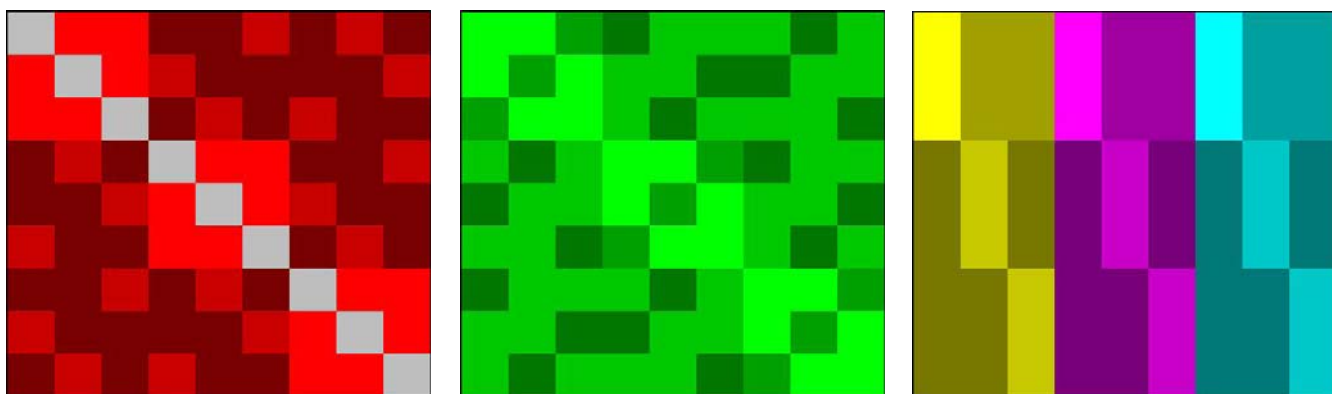
### The new Balonin — Seberry $C_{46}$ is based on cells of all types 0, 1 and 2 (that is there are richer cells)

The different structures that appear have cells (Fig. 2) with

- 1) type 1: inside of  $A = \text{circ}(a, b, b^T)$ ;
- 2) type 2: inside of  $B = \text{circ}(c, d, d^*)$ ;
- 3) type 0: inside of  $C = \text{crosscirc}(e)$ .



■ Fig. 1. Matrices A, B, C of original cell-structure



■ Fig. 2. Matrices A, B, C of new cell-structure



## Families of Conference Matrices

Seberry and Whiteman [15] showed how to extend the symmetric conference matrix  $C_{46}$  of Mathon to an infinite family of symmetric conference matrices of order  $5 \times 9^{2t+1} + 1$ ,  $t \geq 0$  is an integer. That paper carefully calculated all the interactions between the basic blocks of the  $9 \times 9$  original blocks.

Since this calculation is arithmetical and not instructive we do not copy it here. However exactly the same techniques can be used to find new, inequivalent families,  $c4bswa$  and  $c4bswb$  from our two new  $C_{46}$ . This technique is also similar to that in Seberry [13].

### Conference matrices with cores and from two block matrices

We particularly identify conferences matrices, of order  $n$ , which are normalized and can be written in one of the two forms: conference matrices with core or conference matrices made from two blocks.

These two forms look like

$$\left( \begin{array}{c|c} \mathbf{0} & \mathbf{e} \\ \hline \mathbf{e}^T & \mathbf{A} \end{array} \right) \text{ and } \left( \begin{array}{c|c} \mathbf{A} & \mathbf{B} \\ \hline \mathbf{B}^T & -\mathbf{A}^T \end{array} \right).$$

It is not necessary for  $\mathbf{A}$  or  $\mathbf{B}$  in either case to be circulant. However, in the form written they must commute. A variation of the second matrix can be used if  $\mathbf{A}$  and  $\mathbf{B}$  are amicable.

Then we say we have a *conference matrix with circulant core* or a *conference matrix constructed from two circulant matrices* the latter matrices will not be normalized.

#### Example.

$$\left( \begin{array}{c|cccccc} 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ \hline 1 & 0 & 1 & - & - & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & - & - \\ 1 & - & 1 & 0 & 1 & - \\ 1 & - & - & 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & - & - & 1 & 0 \end{array} \right) \text{ and } \left( \begin{array}{c|ccc|ccc} 0 & 1 & 1 & - & 1 & 1 \\ \hline 1 & 0 & 1 & 1 & - & 1 \\ 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & - \\ \hline - & 1 & 1 & 0 & - & - \\ 1 & - & 1 & - & 0 & - \\ 1 & 1 & - & - & - & 0 \end{array} \right).$$

In this example the two matrices are in fact equivalent [13, 15].

### A Classification to Differentiate between Symmetric Conference Matrices

We classify these by whether they:

- 1) have a circulant core;
- 2) are constructed from two circulant blocks;

- 3) have a core but it is not circulant;
- 4) are constructed from two blocks but they are not circulant;
- 5) Mathon's type;
- 6) from skew Hadamard matrices;
- 7) are constructed from four blocks with two borders;
- 8) any other pattern we see;
- 9) ad hoc.

### Useful URLs and Webpages Related to This Study

Some useful url's include:

- 1) <http://mathscinet.ru/catalogue/OD/>
- 2) <http://mathscinet.ru/catalogue/artifact22/>
- 3) <http://mathscinet.ru/catalogue/conference/blocks/>
- 4) <http://mathscinet.ru/catalogue/belevitch3646/>
- 5) <http://www.indiana.edu/~maxdet/>
- 6) <http://www.math.ntua.gr/~ckoukouv/>
- 7) <http://www.uow.edu.au/~jennie/Hadamard.html>
- 8) <http://tomas.rokicki.com/newrec.html>

We also note a very useful package for Latin to Cyrillic conversion: *package[utf 8]inputenc*

### Acknowledgements

The authors would like to acknowledge the great effort of Mr Max Norden BB (Bmgt) (Wollongong), and Mme Tamara Vladimirovna Balonina (Gerasimova), who greatly helped with the LaTeX, design, layout and presentation of this paper.

### Conclusion and Future Work

**Comment.** In order to consider other matrices with these kinds of cells we consider the condition  $n = p^2(q+2)+1$  as this allows many more little cells.

Version  $n = 9 \times 9 + 1$  is very well known and class  $c1$  [11, 19]; versions  $n = 5 \times 9 \times 9 \times 9 + 1$  and in general  $n = 5 \times 9^{2t+1}$  is class  $c4$  [15]:  $c4bswa$  and  $c4bswb$ , given above, are also this type. Version  $n = 9 \times 9 \times 9 \times 9 + 1$  is very well known and class  $c1$  [11]. To continue to look at the versions  $mp^r + 1$  we would next have to consider version  $n = 13 \times 9 \times 9 + 1$  and so on.

Henceforth we consider the Mathon matrix as *oscillations* motivated by the Fourier basis. Then the new Balonin-Seberry  $C_{46}$  reflects phases "shift right"-"0-shift"-"shift-left"-"shift-left"-"0-shift".

References

1. Arasu K. T., Chen Yu. Q., Pott A. Hadamard and Conference Matrices. *Journal Algebraic Combinatorics*, 2001, no. 14, pp. 103–117.
2. Belevitch V. Conference Networks and Hadamard Matrices. *Ann. Soc. Scientifique Bruxelles*, 1968, no. 82, pp. 13–32.
3. Belevitch V. Theorem of  $2n$ -terminal Networks with Application to Conference Telephony. *Electrical Communication*, 1950, no. 26, pp. 231–244.
4. Balonin N. A., Sergeev M. B. Local Maximum Determinant Matrices. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2014, no. 1(68), pp. 2–15 (In Russian).
5. Delsarte P., Goethals J.-M., Seidel J. J. Orthogonal Matrices with Zero Diagonal. II. *Canadian Journal of Mathematics*, 1971, no. 23, pp. 816–832.
6. Geramita A. V., Seberry J. *Orthogonal Designs: Quadratic forms and Hadamard matrices*. New York — Basel, Marcel Dekker, 1979. 460 p.
7. Goethals J.-M., Seidel J. J. Orthogonal Matrices with Zero Diagonal. *Canadian Journal of Mathematics*, 1967, no. 19, pp. 1001–1010.
8. Horton J., Koukouvinos C., Seberry Jennifer. A Search for Hadamard Matrices Constructed from Williamson Matrices. *Bull. Inst. Combin. Appl.* 2002, no. 35, pp. 75–88.
9. Koukouvinos C., Seberry J. New Weighing Matrices Constructed Using Two Sequences with Zero Autocorrelation Function — a Review. *Journal Stat. Planning and Inf.*, 1999, no. 81, pp. 153–182.
10. Mathon R. Symmetric Conference Matrices of Order  $pq^2 + 1$ . *Canadian Journal of Mathematics*, 1978, no. 30, pp. 321–331.
11. Paley R. E. A. C. On Orthogonal Matrices. *J. Math. Phys.*, 1933, no. 12, pp. 311–320.
12. Neil J. A. Sloane. *Online Encyclopedia of Integer Sequences*®, *OEIS*®. Available at: <http://oeis.org> (accessed 5 June 2014).
13. Seberry J. New Families of Amicable Hadamard Matrices. *J Statistical Theory and Practice*, in memory of Jagdish N Srivastava, 2013, iss. 4, no. 7, pp. 650–657.
14. Seberry J. W. *Combinatorial Matrices*, PhD Thesis, La Trobe University, 1971.
15. Seberry J., Whiteman A. L. New Hadamard Matrices and Conference Matrices Obtained via Mathon’s Construction. *Graphs Combin.*, 1988, no. 4, pp. 355–377.
16. Turyn R. J. An Infinite Class of Williamson Matrices. *Journal Combin. Theory. Ser. A*, 1972, no. 12, pp. 391–321.
17. Turyn R. J. On  $C$ -matrices of Arbitrary Powers. *Bull. Canad. Math. Soc.*, 1971, no. 23, pp. 531–535.
18. Van Lint J. H., Seidel J. J. Equilateral Point Sets in Elliptic Geometry. *Indagationes Mathematicae*, 1966, no. 28, pp. 335–348.
19. Scarpis U. Sui Determinanti di Valore Massimo. *Rendiconti della R. Istituto Lombardo di Scienze e Lettere*, 1898, 31, pp. 1441–1446 (In Italian).
20. Wallis W. D., Street A. P., Seberry J. W. *Combinatorics: Room Squares, Sum-free Sets, Hadamard Matrices*. Lecture Notes in Mathematics. Vol. 292. Berlin–Heidelberg–New York, Springer–Verlag, 1972. 508 p.

Appendix

■ Known Conference Matrix Orders Less than 1000

Order	Exist?	Type	Order	Exist?	Type	Order	Exist?	Type	Order	Exist?	Type
6	√	c1, c1a	254	NE		506	?		758	√	c1, c1a
10	√	c1a, c6	258	√	c1, c1a	510	√	c1, c1a	762	√	c1, c1a
14	√	c1, c1a	262	?		514	NE		766	?	
18	√	c1, c1a	266	?		518	NE		770	√	c1, c1a
22	NE		270	√	c1, c1a	522	√	c1, c1a	774	√	c1, c1a
26	√	c1	274	NE		526	NE		778	NE	
30	√	c1, c1a	278	√	c1, c1a	530	√	c1, c6	782	NE	
34	NE		282	√	c1, c1a	534	?		786	?	
38	√	c1, c1a	286	NE		538	NE		790	NE	
42	√	c1, c1a	290	√	c1	542	√	c1, c1a	794	?	
46	√	c2, c3, c4	294	√	c1, c1a	546	?		798	√	c1, c1a
50	√	c1, c6	298	NE		550	?		802	?	
54	√	c1, c1a	302	NE		554	NE		806	NE	
58	NE		306	?		558	√	c1, c1a	810	√	c1, c1a
62	√	c1, c1a	310	NE		562	NE		814	NE	
66	?		314	√	c1, c1a	566	?		818	NE	



Order	Exist?	Type	Order	Exist?	Type	Order	Exist?	Type	Order	Exist?	Type
70	NE		318	√	c1, c1a	570	√	c1, c1a	822	√	c1, c1a
74	√	c1, c1a	322	NE		574	NE		826	NE	
78	NE		326	?		578	√	c1, c1a	830	√	c1, c1a
82	√	c1, c6	330	NE		582	NE		834	?	
86	?		334	?		586	?		838	NE	
90	√	c1, c1a	338	√	c1, c1a	590	NE		842	√	c1
94	NE		346	NE		594	√	c1, c1a	846	?	
98	√	c1, c1a	350	√	c1, c1a	598	NE		850	NE	
102	√	c1, c1a	354	√	c1, c1a	602	√	c1, c1a	854	√	c1, c1a
106	NE		358	NE		606	?		858	√	c1, c1a
110	√	c1, c1a	362	√	c1, c6	610	NE		862	NE	
114	√	c1, c1a	366	?		614	√	c1, c1a	866	?	
118	?		370	?		618	√	c1, c1a	870	NE	
122	√	c1, c6	374	√	c1, c1a	622	NE		874	?	
126	√	c1	378	?		626	√	c1	878	√	c1, c1a
130	NE		382	NE		630	?		882	√	c1, c1a
134	NE		386	NE		634	NE		886	NE	
138	√	c1, c1a	390	√	c1, c1a	638	?		890	NE	
142	NE		394	NE		642	√	c1, c1a	894	NE	
146	?		398	√	c1, c1a	646	NE		898	NE	
150	√	c1, c1a	402	√	c1, c1a	650	NE		902	?	
154	?		406	?		654	√	c1, c1a	906	?	
158	√	c1, c1a	410	√	c1, c1a	658	?		910	?	
162	NE		414	NE		662	√	c1, c1a	914	NE	
166	NE		418	NE		666	NE		918	NE	
170	√	c1	422	√	c1, c1a	670	NE		922	NE	
174	√	c1, c1a	426	?		674	√	c1, c1a	926	?	
178	NE		430	NE		682	NE		930	√	c1, c1a
182	√	c1, c1a	434	√	c1, c1a	686	?		934	NE	
186	?		438	NE		690	?		938	√	c1, c1a
190	NE		442	√	c2	694	NE		942	√	c1, c1a
194	√	c1, c1a	446	?		698	?		946	NE	
198	√	c1, c1a	450	√	c1, c1a	702	√	c1, c1a	950	?	
202	NE		454	NE		706	NE		954	√	c1, c1a
206	?		458	√	c1, c1a	710	√	c1, c1a	958	NE	
210	NE		462	√	c1, c1a	714	NE		962	√	c1, c6
214	NE		466	NE		718	NE		966	?	
218	NE		470	NE		722	NE		970	NE	
222	?		474	NE		726	?		974	NE	
226	?		478	?		730	√	c1, c6	978	√	c1, c1a
230	√	c1, c1a	482	?		734	√	c1, c1a	982	?	
234	√	c1, c1a	486	?		738	NE		986	?	
238	NE		490	NE		742	NE		990	NE	
242	√	c1, c1a	494	?		746	?		994	NE	
246	?		498	NE		750	NE		998	√	c1, c1a
250	NE		502	NE		754	NE		1002	?	

УДК 681.518.5

# ГРАМИАННЫЙ СИНТЕЗ ДВУХМАССОВОЙ СИСТЕМЫ С КРАТНЫМИ ГАНКЕЛЕВЫМИ СИНГУЛЯРНЫМИ ЧИСЛАМИ

И. Р. Курмаев<sup>а</sup>, аспирантЛ. А. Мироновский<sup>а</sup>, доктор техн. наук, профессор<sup>а</sup>Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

**Цель:** ганкелевы сингулярные числа находят применение при решении классических задач оптимального управления, идентификации и редукции. Однако случай систем с кратными ганкелевыми сингулярными числами изучен недостаточно. Особый интерес представляют системы, у которых все ганкелевы сингулярные числа одинаковы либо имеют две группы одинаковых ганкелевых сингулярных чисел (так называемые моносингулярные и бисингулярные системы). Целью статьи является исследование возможности преобразования исходной SISO-системы к моносингулярному либо бисингулярному виду. **Методы:** использование грамианного подхода к решению поставленной задачи. Грамианы управляемости и наблюдаемости, а также кросс-грамиан находятся путем решения соответствующих матричных уравнений с учетом ограничений в виде алгебраических критериев моносингулярности и бисингулярности. **Результаты:** сформулирована постановка задачи преобразования исходной системы к моносингулярному либо бисингулярному виду за счет специального выбора значений параметров системы. На основе грамианного подхода разработаны два алгоритма преобразования исходной системы. Первый из них обеспечивает достижение моносингулярности за счет выбора элементов матрицы выхода, второй — за счет отыскания специальных значений физических параметров системы. Работоспособность алгоритмов проиллюстрирована на примере колебательной механической системы четвертого порядка. Получены алгебраические условия, налагаемые на параметры механической системы для достижения моносингулярности или бисингулярности. **Практическая значимость:** изложенный подход решает задачу синтеза линейных систем с заданными ганкелевыми сингулярными числами высокой кратности. Разработанные алгоритмы синтеза можно использовать для решения задач технической диагностики и редукции динамических систем при различных ограничениях на вид матриц описания в пространстве состояний.

**Ключевые слова** — линейные стационарные динамические системы, ганкелевы сингулярные числа, грамианы управляемости и наблюдаемости, кросс-грамиан, ганкелевы сингулярные числа высокой кратности.

## Введение

Линейные динамические модели широко используются при изучении реальных систем управления. К числу важных характеристик линейных динамических систем относятся ганкелевы сингулярные числа (ГСЧ) [1–4]. Они находят применение при решении классических задач оптимального управления, идентификации и редукции динамических систем [5–9]. Большинство известных результатов относится к случаю систем, у которых все ГСЧ различны. В настоящей работе основное внимание уделяется системам с ГСЧ высокой кратности.

Такие системы обладают рядом специальных свойств. Особый интерес представляют системы, достаточно часто встречающиеся в математике и инженерной практике, у которых все ГСЧ совпадают (так называемые моносингулярные системы). Например, в радиотехнике находят применение фазовращательные звенья, обладающие постоянной амплитудно-частотной характеристикой (АЧХ). Все ГСЧ таких звеньев равны единице [10, 11]. В работах [12–14] исследованы динамические системы с двумя группами одинаковых ГСЧ (так называемые бисингулярные системы). Роль подобных объектов в теории линейных динамических систем аналогична роли операторов с кратными сингулярными числами в линейной алгебре.

Исследование моносингулярных и бисингулярных динамических систем требует постановки и решения задач синтеза этих систем. К числу таких задач, в частности, относятся:

- преобразование исходной системы к моносингулярному виду за счет специального выбора матрицы выхода системы;
- преобразование исходной системы к бисингулярному виду за счет выбора специальных значений параметров системы.

Статья посвящена изложению грамианного подхода к решению этих задач.

## Собственные и сингулярные числа ганкелева оператора

Приведем необходимые сведения о ГСЧ линейных систем. Рассмотрим устойчивую линейную стационарную систему  $n$ -го порядка с одним входом  $u$  и одним выходом  $y$ , заданную описанием в пространстве состояний

$$\dot{x} = Ax + bu, y = cx, \quad (1)$$

где  $A$  — постоянная  $n \times n$ -матрица;  $b$  и  $c$  — вектор-столбец и вектор-строка.

К числу важных вход-выходных характеристик системы (1), наряду с корнями характеристического полинома, относятся ее ГСЧ. Классический способ их определения основан на рассмотрении грамианов управляемости и наблюдаемости  $W_c$  и  $W_o$ ,

которые могут быть найдены из матричных уравнений Ляпунова

$$\mathbf{A}\mathbf{W}_c + \mathbf{W}_c\mathbf{A}^T + \mathbf{b}\mathbf{b}^T = \mathbf{0}; \quad (2)$$

$$\mathbf{A}^T\mathbf{W}_o + \mathbf{W}_o\mathbf{A} + \mathbf{c}^T\mathbf{c} = \mathbf{0}. \quad (3)$$

Собственные значения произведения грамианов  $\mathbf{W}_c\mathbf{W}_o$  не зависят от выбора базиса в пространстве состояний. Если система устойчива, управляема и наблюдаема, то все эти значения вещественны и положительны.

Положительные числа  $\sigma_1, \dots, \sigma_n$  — арифметические квадратные корни из собственных значений матрицы  $\mathbf{W}_c\mathbf{W}_o$  — называются ганкелевыми сингулярными числами системы (1). Как и собственные числа матрицы  $\mathbf{A}$ , они не зависят от выбора базиса в пространстве состояний.

При помощи линейной замены переменных описание (1) можно привести к виду, в котором грамианы равны и диагональны:

$$\mathbf{W}_c = \mathbf{W}_o = \text{diag}(\sigma_1, \dots, \sigma_n), \quad (4)$$

причем диагональными элементами грамианов служат ГСЧ. Реализация системы (1), удовлетворяющая условию (4), называется сбалансированным представлением. Сбалансированное представление системы единственно, если все ГСЧ различны по величине.

Ганкелевы сингулярные числа скалярной системы могут быть введены с помощью кросс-грамиана  $\mathbf{W}_{co}$ , определяемого матричным уравнением Сильвестра

$$\mathbf{A}\mathbf{W}_{co} + \mathbf{W}_{co}\mathbf{A} + \mathbf{b}\mathbf{c} = \mathbf{0}. \quad (5)$$

Собственные значения  $s_1, \dots, s_n$  кросс-грамиана  $\mathbf{W}_{co}$  будем называть ганкелевыми собственными значениями (ГСЗ) системы (1). Они являются корнями характеристического полинома

$$P(s) = |s\mathbf{E} - \mathbf{W}_{co}| = s^n + \alpha_{n-1}s^{n-1} + \dots + \alpha_1s + \alpha_0, \quad (6)$$

где  $\mathbf{E}$  — единичная матрица, и отличаются от ГСЧ только знаками, т. е. имеют место равенства  $s_1 = i_1\sigma_1, \dots, s_n = i_n\sigma_n$ , где коэффициенты  $i_k = \pm 1$ . ГСЗ более информативны, чем ГСЧ, поскольку их знаки несут дополнительную информацию о системе, в частности, разность числа положительных и отрицательных ГСЗ равна индексу Куши системы.

Далее полином  $P(s)$  (6) будем называть сингулярным полиномом системы.

Системы, все ГСЧ которых равны между собой, будем называть моносингулярными, а системы, ГСЧ которых принимают два различных значения  $\sigma_1, \sigma_2$ , — бисингулярными [15–19].

Такие системы обладают рядом специальных свойств, в частности, это касается вида их частотных характеристик. Например, диаграмма Найквиста моносингулярной системы представля-

ет собой окружность, радиус которой равен значению ГСЧ, а диаграмма Найквиста бисингулярной системы расположена в круговом кольце, внутренний и наружный радиусы которого равны сумме и разности ГСЧ. Введением прямой связи с входа на выход бисингулярной системы всегда можно добиться, чтобы ее АЧХ лежала в горизонтальной полосе шириной  $\sigma_1 - \sigma_2$ . Указанные свойства удобно использовать для анализа линейных систем, их контроля, диагностики и идентификации.

В статье рассматривается вопрос преобразования исходной SISO-системы к моно- или бисингулярному виду. Соответственно получаем две задачи синтеза таких систем.

**Задача 1.** Синтез моносингулярных систем. Пусть заданы матрицы  $\mathbf{A}$ ,  $\mathbf{b}$  описания (1) исходной системы  $S = (\mathbf{A}, \mathbf{b}, \mathbf{c})$ , имеющей произвольные ГСЧ. Требуется найти такую вектор-строку  $\bar{\mathbf{c}}$ , чтобы система  $\bar{S} = (\mathbf{A}, \mathbf{b}, \bar{\mathbf{c}})$  была моносингулярной с единичными ГСЧ.

В работе [19] отмечается, что для моносингулярных систем с единичными ГСЧ выполняется условие  $\mathbf{W}_o = \mathbf{W}_c^{-1}$ . Отсюда вытекает, что искомая матрица  $\bar{\mathbf{c}}$  может быть представлена в виде

$$\bar{\mathbf{c}} = \mathbf{b}^T\mathbf{W}_o = \mathbf{b}^T\mathbf{W}_c^{-1}. \quad (7)$$

Для доказательства этого достаточно заметить, что в сбалансированном базисе Обера [5, 20–22] векторы  $\mathbf{b}$ ,  $\mathbf{W}_{co}\mathbf{b}$  и  $\mathbf{W}_c\mathbf{c}^T$  пропорциональны и при замене переменных изменяются одинаковым образом.

Формула (7) позволяет предложить следующий алгоритм решения поставленной задачи.

**Алгоритм 1.** Преобразование исходной системы к моносингулярному виду.

*Входные данные:* матрица  $\mathbf{A}$  и вектор  $\mathbf{b}$  исходной системы  $S$ .

*Выходные данные:* вектор-строка  $\bar{\mathbf{c}}$  моносингулярной системы  $\bar{S} = (\mathbf{A}, \mathbf{b}, \bar{\mathbf{c}})$ .

Шаг 1. По заданным матрицам  $\mathbf{A}$  и  $\mathbf{b}$  найти грамиан управляемости  $\mathbf{W}_c$  системы, решая соответствующее уравнение Ляпунова (2).

Шаг 2. Вычислить матрицу  $\bar{\mathbf{c}}$  по формуле  $\bar{\mathbf{c}} = \mathbf{b}^T\mathbf{W}_c^{-1}$ .

Шаг 3. Сформировать искомое описание  $\bar{S}: \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{b}u, y = \bar{\mathbf{c}}\mathbf{x}$  и убедиться в его моносингулярности.

**Задача 2.** Синтез бисингулярных систем. Пусть заданы векторы  $\mathbf{b}$ ,  $\mathbf{c}$  описания (1) исходной системы  $S = (\mathbf{A}, \mathbf{b}, \mathbf{c})$  и известна зависимость элементов матрицы  $\mathbf{A}$  от вектора  $\mathbf{r}$  физических параметров системы. Требуется найти такие значения этих параметров, чтобы система  $S = (\mathbf{A}, \mathbf{b}, \mathbf{c})$  стала бисингулярной.

Принцип решения этой задачи поясним для случая систем четвертого порядка, когда требуется получить систему с ГСЧ  $\sigma_1, \sigma_2$  кратности два каждое. Соответствующие ГСЗ будут иметь вид

$s_{1,2} = \pm\sigma_1, s_{3,4} = \pm\sigma_2$ . Это означает, что сингулярный полином (6) должен иметь вид

$$P_0(s) = (s^2 - \sigma_1^2)(s^2 - \sigma_2^2).$$

Алгоритм решения данной задачи содержит следующие шаги.

**Алгоритм 2. Преобразование исходной системы к бисингулярному виду.**

**Входные данные:** символьная матрица  $\mathbf{A}(\mathbf{r})$  и векторы  $\mathbf{b}, \mathbf{c}$  описания (1), где  $\mathbf{r}$  — вектор физических параметров.

**Выходные данные:** значения элементов вектора  $\mathbf{r}$  физических параметров, обеспечивающих бисингулярность системы.

Шаг 1. По заданным матрицам  $\mathbf{A}(\mathbf{r}), \mathbf{b}, \mathbf{c}$  найти кросс-грамиан  $\mathbf{W}_{co}(\mathbf{r})$  системы, решая матричное уравнение Сильвестра (5).

Шаг 2. Найти характеристический полином  $P(s)$  (6) кросс-грамиана  $\mathbf{W}_{co}(\mathbf{r})$  и приравнять его коэффициенты коэффициентам полинома  $P_0(s) = (s^2 - \sigma_1^2)(s^2 - \sigma_2^2)$ .

Шаг 3. Решить полученную систему уравнений относительно составляющих вектора  $\mathbf{r}$ . Убедиться в бисингулярности системы при найденных значениях физических параметров.

Проиллюстрируем применение этих алгоритмов на примере модели двухмассовой механической системы.

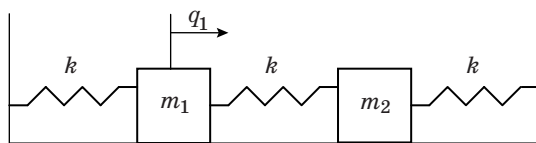
### Описание исследуемой механической системы

В качестве объекта исследования рассмотрим двухмассовую механическую систему (рис. 1).

Она содержит два груза  $m_1, m_2$  и три пружины жесткости  $k$ , закрепленные по краям. Грузы могут свободно колебаться вдоль продольной оси. Коэффициенты трения равны  $n_1$  и  $n_2$ . Примем в качестве переменных состояния смещения грузов от положения равновесия и их скорости и возьмем описание в пространстве состояний системы, характеризуемое следующими матрицами:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -2k & k & -n_1 & 0 \\ \frac{m_1}{k} & \frac{m_1}{-2k} & 0 & -n_2 \\ m_2 & m_2 & 0 & -n_2 \end{bmatrix}; \quad \mathbf{b} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{c} = [c_1 \quad c_2 \quad c_3 \quad c_4]. \quad (8)$$



■ Рис. 1. Двухмассовая механическая система

Применительно к данной системе задача 1 формулируется следующим образом.

Даны матрицы  $\mathbf{A}, \mathbf{b}$  (8), требуется найти такую вектор-строку  $\mathbf{c}$ , чтобы обеспечивалось выполнение равенства  $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_3 = \sigma_4 = 1$ , т. е. чтобы полученная система была монотонно бисингулярной.

В соответствии с первым шагом алгоритма 1 сначала надо найти грамиан управляемости  $\mathbf{W}_c$ . Зададим его следующей симметричной матрицей:

$$\mathbf{W}_c = \begin{bmatrix} x_{11} & x_{12} & x_{13} & x_{14} \\ x_{12} & x_{22} & x_{23} & x_{24} \\ x_{13} & x_{23} & x_{33} & x_{34} \\ x_{14} & x_{24} & x_{34} & x_{44} \end{bmatrix}.$$

Подставив его в левую часть первого из уравнений (2), получим матрицу  $\mathbf{F} = \mathbf{A}\mathbf{W}_c + \mathbf{W}_c\mathbf{A}^T + \mathbf{b}\mathbf{b}^T$ , все элементы которой должны иметь нулевые значения. Представим ее в блочном виде

$$\mathbf{F} = \begin{bmatrix} \mathbf{F}_1 & \mathbf{F}_2 \\ \mathbf{F}_2^T & \mathbf{F}_3 \end{bmatrix}, \quad \text{где } \mathbf{F}_1 = \begin{bmatrix} 2x_{13} + 1 & x_{23} + x_{14} \\ x_{14} + x_{23} & 2x_{24} \end{bmatrix}.$$

Приравняв нулю элементы матрицы  $\mathbf{F}_1$ , получаем  $x_{13} = -0,5; x_{24} = 0; x_{23} = -x_{14}$ .

Матрицы  $\mathbf{F}_2, \mathbf{F}_3$  с учетом этого имеют вид

$$\mathbf{F}_2 = \begin{bmatrix} x_{33} + \frac{kx_{12}}{m_1} - \frac{2kx_{11}}{m_1} + \frac{n_1}{2} \\ x_{34} + \frac{kx_{22}}{m_1} - \frac{2kx_{12}}{m_1} + n_1x_{14} \\ x_{34} + \frac{kx_{11}}{m_2} - \frac{2kx_{12}}{m_2} - n_2x_{14} \\ x_{44} + \frac{kx_{12}}{m_2} - \frac{2kx_{22}}{m_2} \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{F}_3 = \begin{bmatrix} \frac{2kx_{14}}{m_1} - \frac{4kx_{13}}{m_1} - 2n_1x_{33} \\ \frac{kx_{13}}{m_2} + 2kx_{14} \frac{m_1 - m_2}{m_1m_2} - x_{34}(n_1 + n_2) \\ \frac{kx_{13}}{m_2} + 2kx_{14} \frac{m_1 - m_2}{m_1m_2} - x_{34}(n_1 + n_2) \\ \frac{2kx_{14}}{m_2} - 2n_2x_{44} \end{bmatrix}.$$

Приравняв их элементы нулю, находим выражения для остальных элементов грамиана управляемости:

$$x_{11} = \frac{1}{6k\Delta} \left[ 6(m_2n_1 + m_2n_2 - m_1n_1 + m_1n_2) + \frac{4n_1^2m_1^2(n_1 + 1)}{k} + \frac{3m_1m_2n_1n_2(n_1 + n_2)}{k} + \frac{8m_1^2n_1}{m_2} \right]$$

$$+ \frac{12km_2}{m_1n_1} + \frac{12km_1}{m_2n_1} - \frac{21k}{n_1} + \frac{6m_2n_2^2}{n_1} + \frac{2m_1n_1^2}{n_2} + \frac{3k}{n_2} \Big];$$

$$x_{12} = \frac{m_1}{6k\Delta} \left( \frac{2m_1n_1^3}{k} + \frac{2m_1n_1^2n_2}{k} + \frac{4m_1n_1}{m_2} - \frac{6k}{m_1n_1} + \frac{6k}{m_2n_1} + \frac{n_1^2}{n_2} - 3n_1 \right);$$

$$x_{14} = -x_{23} = \frac{m_1n_1}{2\Delta} \left( \frac{n_1}{k} + \frac{n_1^2}{kn_2} + \frac{2}{m_1n_1} + \frac{2}{m_2n_2} \right);$$

$$x_{22} = \frac{m_1^2}{6k\Delta} \left( \frac{n_1^3}{k} + \frac{n_1^2n_2}{k} + \frac{2n_1^2}{m_1n_2} + \frac{2n_1}{m_2} + \frac{3k}{m_1m_2n_1} + \frac{3k}{m_1m_2n_2} \right);$$

$$x_{33} = \frac{1}{2m_1\Delta} \left( 3m_1n_1 + 4m_2n_2 + 3m_1n_2 + \frac{4m_2n_2^2}{n_1} + \frac{8km_2}{m_1n_1} + \frac{6km_1}{m_2n_1} - \frac{12k}{n_1} + \frac{2k}{n_2} \right);$$

$$x_{34} = -\frac{1}{2\Delta} \left( 2n_1 + 2n_2 + \frac{4k}{m_1n_1} + \frac{1k}{m_2n_2} - \frac{3k}{m_2n_1} \right);$$

$$x_{44} = \frac{k}{m_2n_2} x_{14},$$

где

$$\Delta = \frac{1}{k} \left( 2m_1n_1^2 + 2m_2n_1n_2 + 2m_1n_1n_2 + 2m_2n_2^2 \right) + \frac{4m_2}{m_1} + \frac{4m_1}{m_2} + \frac{n_2}{n_1} + \frac{n_1}{n_2} - 6.$$

В соответствии со вторым шагом алгоритма 1 вычисляем матрицу  $c$  по формуле  $c = b^T W_c^{-1}$ . В результате получаем аналитические выражения для элементов вектора  $c$ , при которых исходная система будет моносингулярной:

$$c_1 = n_1 + n_2, c_2 = \frac{1}{m_1\delta} \left( -6km_1n_2 + 6km_2n_2 - m_1m_2n_1^3 + 3m_1m_2n_1^2n_2 + 4m_1m_2n_1n_2^2 \right); \quad (9)$$

$$c_3 = \frac{n_1}{k\delta} \left( m_1m_2n_1^3 + m_1m_2n_1^2n_2 + 2km_1n_1 + 2km_2n_2 \right); \quad (10)$$

$$c_4 = \frac{m_2}{k\delta} \left( kn_1^2 - 6kn_1n_2 - 3kn_2^2 + 4k\frac{m_2}{m_1}n_1n_2 + 2m_2n_1^2n_2^2 + 2m_2n_2^3n_1 \right), \quad (11)$$

где  $\delta = 3k/2 + m_2n_1(n_1 - n_2)$ .

Полученные формулы могут быть использованы при решении различных прикладных задач. В качестве примера рассмотрим задачу о размещении измерительных датчиков, которая сводится к выбору конкретных значений величин  $c_i$ .

**Задача о минимизации числа датчиков.** Значения элементов вектора  $c$ , рассчитанные по формулам (9)–(11), в общем случае будут отличны от нуля. На практике это означает, что необходимо измерять координаты обоих грузов и их скорости, т. е. использовать четыре датчика. Уменьшения числа датчиков можно достичь за счет специального подбора параметров механической системы, обращающих часть компонент вектора  $c$  в ноль. Поэтому возникает задача отыскания значений параметров  $m_i, k, n_i$ , минимизирующих число датчиков. Ее можно решить комбинаторным перебором, приравнявая нулю различные компоненты  $c_i$  или их сочетания.

Вычислим, например, при каких соотношениях параметров элементы  $c_2$  и  $c_4$  будут нулевыми. Решив соответствующую систему уравнений, получаем два соотношения, связывающие параметры системы:

$$k = \frac{2m_1n_2^2m_2}{m_1 - m_2}; n_1 = 3n_2. \quad (12)$$

Поскольку все физические параметры по смыслу положительны, заключаем, что значение  $m_1$  должно быть больше, чем значение  $m_2$ .

**Пример 1.** Пусть заданы значения трех параметров механической системы:  $m_1 = 2, m_2 = 1, n_2 = 1$ . Величины двух оставшихся параметров находим из соотношений (12):  $n_1 = 3, k = 4$ . Тогда матрицы (8) описания в пространстве состояний будут следующими:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 \\ -4 & 2 & -3 & 0 \\ 4 & -8 & 0 & -1 \end{bmatrix}; \quad b = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix};$$

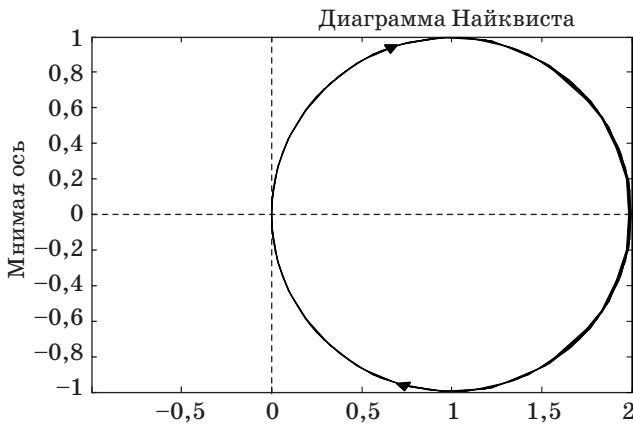
$$c = [8 \quad 0 \quad 8 \quad 0].$$

Им соответствует передаточная функция

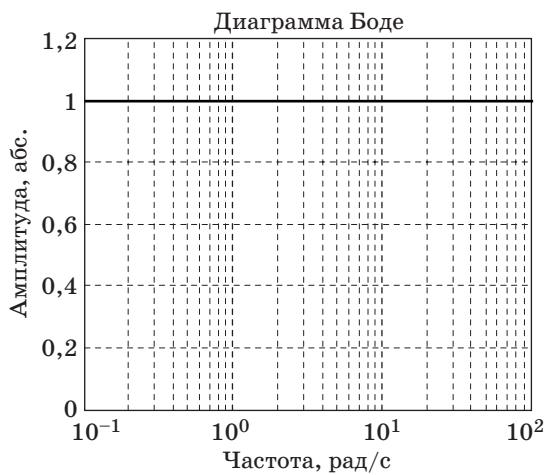
$$Q(p) = \frac{8p(p^2 + 7)}{p^4 + 4p^3 + 15p^2 + 28p + 24}.$$

Все сингулярные числа этой системы равны единице:  $\sigma_1 = \sigma_2 = \sigma_3 = \sigma_4 = 1$ , т. е. она является моносингулярной. Ее диаграмма Найквиста представляет собой окружность радиуса 1 с центром в точке (1, 0) (рис. 2).

Полученная передаточная функция может быть приведена к фазовращательному виду путем вычитания единицы. При этом центр окружности, показанной на рис. 2, переместится в начало



■ Рис. 2. Диаграмма Найквиста моносингулярной системы



■ Рис. 3. АЧХ фазовращательной системы

координат, а АЧХ примет вид горизонтальной прямой (рис. 3).

Перейдем теперь к рассмотрению задачи 2 для той же двухмассовой системы, т. е. к нахождению значений параметров  $m_i, k, n_i$ , при которых система будет бисингулярной. Матрицу  $c$  зададим в виде  $c = \mathbf{b}^T = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$ , что соответствует измерению координаты первой массы.

Таким образом, для данных матриц  $\mathbf{b}$  и  $c$  надо найти значения параметров  $m_i, k, n_i$  матрицы  $\mathbf{A}$ , обеспечивающие бисингулярность.

Воспользовавшись формулой  $Q(p) = \mathbf{c}(p\mathbf{E} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{b}$ , получим описание системы с помощью переда-

точной функции  $Q(p) = \frac{B(p)}{A(p)}$ , где

$$B(p) = m_1(p + n_1)(m_2 p^2 + m_2 n_2 p + 2k);$$

$$A(p) = m_1 m_2 p^4 + m_1 m_2 (n_1 + n_2) p^3 + (2k(m_1 + m_2) + m_1 m_2 n_1 n_2) p^2 + 2k(m_1 n_1 + m_2 n_2) p + 3k^2.$$

Данная система будет иметь четыре ГСЧ  $\sigma_1, \sigma_2, \sigma_3, \sigma_4$ . Для достижения бисингулярности потребуем, чтобы  $\sigma_1 = \sigma_2$  и  $\sigma_3 = \sigma_4$ . Поскольку сингулярные числа являются корнями сингулярного полинома (характеристического полинома кросс-грамиана) (6), взятыми по абсолютной величине, такой вариант будет возможен только в том случае, если сингулярный полином будет биквадратным. Следовательно, необходимо найти условия, налагаемые на параметры механической системы, при которых коэффициенты сингулярного полинома  $P(s)$  при нечетных степенях  $s$  будут нулевыми.

Получим сингулярный полином механической системы в аналитическом виде. Для этого вычисляем кросс-грамиан  $\mathbf{W}_{co}$  и находим его характеристический полином. Выполняя соответствующие вычисления в пакете MAPLE, находим, что коэффициент сингулярного полинома при  $s^3$  равен  $-\frac{m_1 n_1}{3k}$ . Это означает, что система при заданных  $\mathbf{b}, c$  может быть бисингулярной только при  $n_1 = 0$  (отсутствие трения у первого груза). Приравнявая нулю коэффициент сингулярного полинома при  $s$ , получаем второе условие

$$4k(m_1 - m_2) - m_1 m_2 n_2^2 = 0$$

или  $\frac{1}{m_2} - \frac{1}{m_1} = \frac{n_2^2}{4k}$ .

Таким образом, двухмассовая система (7) с матрицей  $c = [1 \ 0 \ 0 \ 0]$  будет бисингулярной, если выполняются условия

$$n_1 = 0, m_1 > m_2, 4k(m_1 - m_2) = m_1 m_2 n_2^2. \quad (13)$$

В этом случае сингулярный полином  $P(s)$  четвертого порядка может быть представлен как произведение двух сопряженных полиномов второго порядка  $P(s) = P_1(s)P_1(-s)$ . Приведем вид полинома  $P_1$ , полагая  $n_1 = 0, k = \frac{m_1 m_2 n_2^2}{4(m_1 - m_2)}$  и обозначая  $y = 2n_2 s$ :

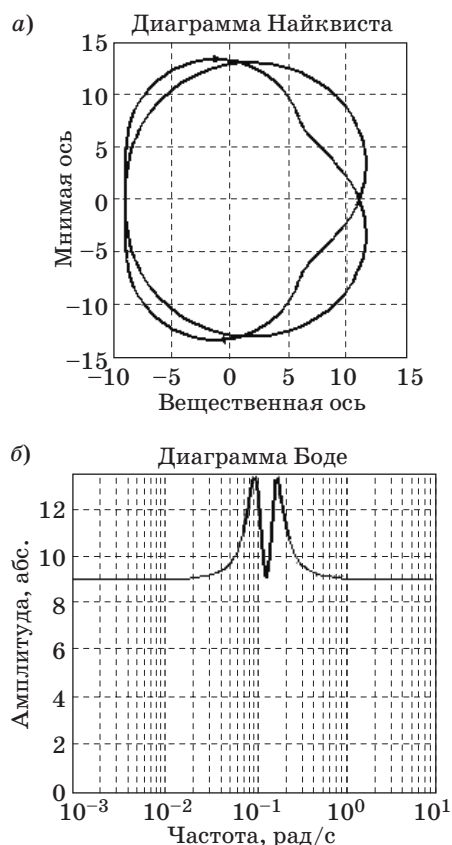
$$P_1(y) = y^2 + 4\left(\frac{m_1}{m_2} - \frac{m_2}{m_1}\right)y - 1.$$

При  $m_1 > m_2$  он имеет два вещественных корня

$$y_{1,2} = -2\left(\frac{m_1}{m_2} - \frac{m_2}{m_1}\right) \pm \sqrt{4\left(\frac{m_1}{m_2} - \frac{m_2}{m_1}\right)^2 + 1},$$

отличающихся от ГСЗ множителем  $2n_2$ .

**Пример 2.** Пусть заданы следующие значения параметров механической системы  $n_2 = 0,1; m_1 = 100; m_2 = 80$ . Значения остальных параметров выбираем согласно условиям (13):  $k = 1,$



■ Рис. 4. Диаграмма Найквиста (а) и АЧХ (б) бисингулярной системы

$n_1 = 0$ . Тогда передаточная функция будет иметь вид

$$Q(p) = \frac{200p(40p^2 + 4p + 1)}{8000p^4 + 800p^3 + 360p^2 + 16p + 3}$$

### Литература

1. Antoulas A. C., Sorensen D. C., Zhou Y. On the Decay Rate of Hankel Singular Values and Related Issues// Systems & Contr. Letters. 2002. N 46. P. 323–342.
2. Glover K. All Optimal Hankel Norm Approximation of Linear Multivariable Systems, and their  $L_\infty$ -error Bounds//Int. J. Contr. 1984. Vol. 39. N 6. P. 1145–1193.
3. Wilson D. A. The Hankel Operator and its Induced Norms//Int. J. Contr. 1985. Vol. 42. P. 65–70.
4. Мироновский Л. А. Ганкелев оператор и ганкелевы функции линейных систем // Автоматика и телемеханика. 1992. № 9. С. 73–86.
5. Anderson B. D. O., Jury E. I., Mansour M. Schwarz Matrix Properties for Continuous and Discrete Time Systems//Int. J. Control. 1976. Vol. 23. P. 1–16.
6. Francis B. A., Doyle J. C. Linear Control Theory with on Hinf Optimality Criterion: A Survey // SIAM J. Control Optim. 1987. Vol. 23. N 4. P. 815–844.

Находим ее сингулярный полином

$$P(s) = s^4 - 131s^2 + 625.$$

Ганкелевы сингулярные значения системы будут равны корням этого полинома:

$$s_{1,2} = \pm \frac{1}{2}(9 + \sqrt{181}) = \pm 11,2268;$$

$$s_{3,4} = \pm \frac{1}{2}(9 - \sqrt{181}) = \pm 2,2268.$$

Диаграмма Найквиста этой системы, сдвинутая на девять единиц влево, представлена на рис. 4, а. График соответствующей АЧХ отображен на рис. 4, б, он лежит в сравнительно узком горизонтальном коридоре и имеет равноволновый характер.

Аналогичным образом с помощью алгоритма 2 можно получать соотношения параметров, необходимые для выполнения условий бисингулярности практически для любых механических систем невысоких порядков.

### Заключение

В статье рассмотрен грамианный подход к синтезу линейных динамических систем, ГСЧ которых принимают одно или два значения. Предложены и реализованы алгоритмы синтеза систем с указанной кратностью ГСЧ. Работа алгоритмов проиллюстрирована на примере двухмассовой механической системы.

Полученные результаты могут быть полезны для решения задач технической диагностики и редукации динамических систем.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ, проект № 14-08-00399.

7. Hanzon B. The Area Enclosed by the (Oriented) Nyquist Diagram and the Hilbert-Schmidt-Hankel Norm of a Linear System//IEEE Trans. Autom. Control. 1992. Vol. AC-37. P. 835–839.
8. Мироновский Л. А. Функциональное диагностирование динамических систем. — М.: Изд-во МГУ, 1998. — 340 с.
9. Peller V. V. Hankel Operators and Their Applications. — N. Y.: Springer-Verlag, 2003. — 784 p.
10. Peeters R., Hanzon B., Olivi M. Canonical Lossless State-Space Systems: Staircase Forms and the Schur Algorithm// Linear Algebra and its Applications. 2007. P. 404–433.
11. Vaidyanathan P., Doganata Z. The Role of Lossless Systems in Modern Digital Signal Processing: a tutorial// IEEE Trans. Educ. 1989. Vol. 32. N 3. P. 181–197.
12. Мироновский Л. А. Линейные системы с кратными сингулярными числами // Автоматика и телемеханика. 2009. № 1. С. 51–73.

13. Мироновский Л. А., Шинтяков Д. В. Связь ганкелевых сингулярных чисел системы с ее частотными характеристиками // Известия вузов. Приборостроение. 2009. № 1. С. 20–25.
14. Мироновский Л. А., Шинтяков Д. В. Частотные характеристики фазовращательных и бисингулярных систем // Информационно-управляющие системы. 2007. № 5. С. 36–41.
15. Мироновский Л. А., Курмаев И. Р. Синтез трисингулярных динамических систем // Информационно-управляющие системы. 2010. № 6. С. 77–85.
16. Мироновский Л. А., Соловьева Т. Н. Анализ и синтез модально-сбалансированных систем // Автоматика и телемеханика. 2013. № 4. С. 59–79.
17. Мироновский Л. А., Соловьева Т. Н. О свойствах регулярных динамических систем // Проблемы управления. 2011. № 3. С. 12–19.
18. Мироновский Л. А., Соловьева Т. Н. Тестовое диагностирование фазовращательных и бисингулярных систем // Информационно-управляющие системы. 2012. № 6. С. 60–66.
19. Мироновский Л. А., Соловьева Т. Н. Анализ кратности ганкелевых сингулярных чисел управляемых систем // Автоматика и телемеханика. 2014. (Принято к публикации).
20. Ober R. Asymptotically Stable Allpass Transfer Functions: Canonical Form, Parameterization and Realization // Proc. IFAC World Congress. 1987.
21. Ober R. J. Balanced Parameterization of Classes of Linear Systems // SIAM J. Control and Optimization. 1991. Vol. 29. N 6. P. 1251–1287.
22. Ober R., McFarlane D. Balanced Canonical Forms for Minimal Systems: A Normalized Coprime Factor Approach // Linear Algebra and its Applications. 1989. Vol. 23. N 64. P. 122–124.

UDC 681.518.5

### Gramian Synthesis of Two-Mass Mechanical Systems with High Multiplicity of Hankel Singular Values

Kurmaev I. R.<sup>a</sup>, Post-Graduate Student, leebowyer@mail.ru

Mironovsky L. A.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, mir@aanet.ru

<sup>a</sup>Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaiia St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** Hankel singular values find application at solving classical problems of optimal control, identification and reduction. However, the case of systems with multiple Hankel singular values is studied insufficiently. Systems at which all Hankel singular values are identical or have two groups of identical Hankel singular values (so-called monosingular and bisingular systems) are of special interest. The purpose of this article is studying the possibility of transforming the initial SISO-system into a monosingular or bisingular type. **Methods:** To solve the problem, Gramian approach is used. Controllability and observability Gramians, along with the cross-Gramian are found by solving the corresponding matrix equations, taking into account the restrictions like algebraic criteria of monosingularity and bisingularity. **Results:** The problem definition was formulated as transforming the initial system into a monosingular or bisingular type by a special choice of the system parameter values. On basis of Gramian approach, two algorithms of initial system transformation were developed. The first of them provides monosingularity by choosing elements of the output matrix, while the second one searches for special values of physical parameters of the system. The operability of the algorithms is illustrated on the example of an oscillatory mechanical system of the 4th order. The algebraic conditions were received to impose on the mechanical system parameters for the achievement of monosingularity or bisingularity. **Practical relevance:** The proposed approach solves the problem of designing linear systems with preset Hankel singular values of high multiplicity. The developed design algorithms can be used to solve problems of technical diagnostics and reduction of dynamic systems under various restrictions on the type of the state-space matrices.

**Keywords** — Linear Time-Invariant Systems, All-Pass System, Hankel Singular Values, Bisingular Systems, Controllability and Observability Gramians, Cross-Gramian, Two-Mass Mechanical System.

#### References

1. Antoulas A. C., Sorensen D. C., Zhou Y. On the Decay Rate of Hankel Singular Values and Related Issues. *Systems & Contr. Letters*, 2002, no. 46, pp. 323–342.
2. Glover K. All Optimal Hankel Norm Approximation of Linear Multivariable Systems, and their  $L_\infty$ -error Bounds. *International Journal of Control*, 1984, vol. 39, no. 6, pp. 1145–1193.
3. Wilson D. A. The Hankel Operator and its Induced Norms. *International Journal of Control*, 1985, vol. 42, pp. 65–70.
4. Mironovskii L. A. The Hankel Operator and Hankel Functions of Linear Systems. *Avtomatika i telemekhanika*, 1992, no. 9, pp. 73–86 (In Russian).
5. Anderson B. D. O., Jury E. I., Mansour M. Schwarz Matrix Properties for Continuous and Discrete Time Systems. *International Journal of Control*, 1976, vol. 23, pp. 1–16.
6. Francis B. A., Doyle J. C. Linear Control Theory with on Hinf Optimality Criterion. A Survey. *SIAM Journal on Control and Optimization*, 1987, vol. 23, no. 4, pp. 815–844.
7. Hanzon B. The Area Enclosed by the (Oriented) Nyquist Diagram and the Hilbert-Schmidt-Hankel Norm of a Linear System. *IEEE Trans. Autom. Control*, 1992, vol. AC-37, pp. 835–839.
8. Mironovskii L. A. *Funktional'noe diagnostirovanie dinamicheskikh sistem* [Functional Diagnosis of Dynamic Systems]. Moscow, MGU Publ., 1998. 340 p. (In Russian).
9. Peller V. V. *Hankel Operators and Their Applications*. New York, Springer-Verlag, 2003. 784 p.
10. Peeters R., Hanzon B., Olivi M. Canonical Lossless State-Space Systems: Staircase Forms and the Schur Algorithm. *Linear Algebra and its Applications*, 2007, vol. 425, pp. 404–433.



11. Vaidyanathan P., Doganata Z. The Role of Lossless Systems in Modern Digital Signal Processing. *IEEE Trans. Educ.*, 1989, vol. 32, no. 3, pp. 181–197.
12. Mironovskii L. A. Linear Systems with High Multiplicity of Hankel Singular Values. *Avtomatika i telemekhanika*, 2009, no. 1, pp. 51–73 (In Russian).
13. Mironovskii L. A., Shintiakov D. V. Connection Between Hankel Singular Values of System and its Frequency Characteristics. *Izvestia vuzov. Priborostroenie*, 2009, no. 1, pp. 20–25 (In Russian).
14. Mironovskii L. A., Shintiakov D. V. Frequency Characteristics of All-Pass Systems and Bisingular Systems. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2007, no. 5, pp. 36–41 (In Russian).
15. Mironovskii L. A., Kurmaev I. R. Synthesis of Three-Singular Dynamic Systems. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2010, no. 6, pp. 77–85 (In Russian).
16. Mironovskii L. A., Solov'eva T. N. Analysis and Synthesis of Modal-Balanced Systems. *Avtomatika i telemekhanika*, 2013, no. 4, pp. 59–79 (In Russian).
17. Mironovskii L. A., Solov'eva T. N. Properties of Regular Dynamical Systems. *Problemy upravleniia*, 2011, no. 3, pp. 12–19 (In Russian).
18. Mironovskii L. A., Solov'eva T. N. Test Diagnosis of All-Pass Systems and Bisingular Systems. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2012, no. 6, pp. 60–66 (In Russian).
19. Mironovskii L. A., Solov'eva T. N. Analysis of Multiplicity of Hankel Singular Values of Controllable Systems. *Avtomatika i telemekhanika*, 2014 (accepted for publish) (In Russian).
20. Ober R. Asymptotically Stable Allpass Transfer Functions: Canonical Form, Parameterization and Realization. *Proc. IFAC World Congress*, 1987.
21. Ober R. J. Balanced Parameterization of Classes of Linear Systems. *SIAM Journal on Control and Optimization*, 1991, vol. 29, no. 6, pp. 1251–1287.
22. Ober R., McFarlane D. Balanced Canonical Forms for Minimal Systems: A Normalized Coprime Factor Approach. *Linear Algebra and its Applications*, 1989, vol. 23, no. 64, pp. 122–124.

#### Уважаемые подписчики!

Полнотекстовые версии журнала за 2002–2013 гг. в свободном доступе на сайте журнала (<http://www.i-us.ru>), НЭБ (<http://www.elibrary.ru>) и Киберленинки (<http://cyberleninka.ru/journal/n/informatsionno-upravlyayushchie-sistemy>). Печатную версию архивных выпусков журнала за 2003–2013 гг. вы можете заказать в редакции по льготной цене.

Журнал «Информационно-управляющие системы» выходит каждые два месяца. Стоимость годовой подписки (6 номеров) для подписчиков России — 4200 рублей, для подписчиков стран СНГ — 4800 рублей, включая НДС 18 %, почтовые и таможенные расходы.

На электронную версию нашего журнала (все выпуски, годовая подписка, один выпуск, одна статья) вы можете подписаться на сайте РУНЭБ (<http://www.elibrary.ru>).

Подписку на печатную версию журнала можно оформить в любом отделении связи по каталогу:

«Роспечать»: № 48060 — годовой индекс, № 15385 — полугодовой индекс,

а также через посредство подписных агентств:

«Северо-Западное агентство „Прессинформ“»

Санкт-Петербург, тел.: (812) 335-97-51, 337-23-05, эл. почта: [press@crp.spb.ru](mailto:press@crp.spb.ru), [zajavka@crp.spb.ru](mailto:zajavka@crp.spb.ru),

сайт: <http://www.pinform.spb.ru>

«МК-Периодика» (РФ + 90 стран)

Москва, тел.: (495) 681-91-37, 681-87-47, эл. почта: [export@periodicals.ru](mailto:export@periodicals.ru), сайт: <http://www.periodicals.ru>

«Информнаука» (РФ + ближнее и дальнее зарубежье)

Москва, тел.: (495) 787-38-73, эл. почта: [Alfimov@viniti.ru](mailto:Alfimov@viniti.ru), сайт: <http://www.informnauka.com>

«Гал»

Москва, тел.: (495) 500-00-60, 580-95-80, эл. почта: [interpochta@interpochta.ru](mailto:interpochta@interpochta.ru), сайт: <http://www.interpochta.ru>

Краснодар, тел.: (861) 210-90-00, 210-90-01, 210-90-55, 210-90-56, эл. почта: [krasnodar@interpochta.ru](mailto:krasnodar@interpochta.ru)

Новороссийск, тел.: (8617) 670-474

«Деловая пресса»

Москва, тел.: (495) 962-11-11, эл. почта: [podpiska@delpress.ru](mailto:podpiska@delpress.ru), сайт: <http://delpress.ru/contacts.html>

«Коммерсант-Курьер»

Казань, тел.: (843) 291-09-99, 291-09-47, эл. почта: [kazan@komcur.ru](mailto:kazan@komcur.ru), сайт: <http://www.komcur.ru/contacts/kazan/>

«Урал-Пресс» (филиалы в 40 городах РФ)

Сайт: <http://www.ural-press.ru>

«Идея» (Украина)

Сайт: <http://idea.com.ua>

«ВТЛ» (Узбекистан)

Сайт: <http://btl.sk.uz/ru/cat17.html>

и др.

УДК 004.932.2

# ПРИМЕНЕНИЕ МЕТОДОВ ОЦЕНИВАНИЯ РАЗМЫТОСТИ ЦИФРОВЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ В ЗАДАЧЕ АУДИОВИЗУАЛЬНОГО МОНИТОРИНГА

**И. В. Ватаманюк<sup>а</sup>**, студентка

**А. Л. Ронжина<sup>а, б</sup>**, доктор техн. наук, профессор

<sup>а</sup>Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

<sup>б</sup>Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации РАН, Санкт-Петербург, РФ

**Цель:** исследование и разработка математических и программных средств оценивания размытости и других показателей качества цифровых изображений. **Результаты:** приведены классификация и анализ существующих методов количественной оценки размытости изображений, применяемых для обработки кадров в режиме реального времени. Для повышения скорости обработки и надежности определения качества интересующей области изображения при экспериментальной проверке реализованы несколько вариантов сегментации части кадра, а именно: анализировалось все изображение, обнаруженное лицо на изображении и область лица размером 200×200 пикселей. Предложенная процедура предварительного поиска области лица в кадре и оценки ее размытости на основе статистического анализа коэффициентов яркости пикселей позволила определить 94 % неискаженных кадров, полученных в ходе автоматической регистрации участников совещания в интеллектуальном зале. **Практическая значимость:** предложенные решения направлены на ускорение процессов автоматического распознавания образов на цифровых изображениях и могут быть успешно применены в широком спектре приложений компьютерного зрения.

**Ключевые слова** — цифровая обработка изображений, оценка качества изображений, размытость изображения, сегментация и распознавание лиц.

## Введение

В настоящее время системы автоматического мониторинга применяются в широком спектре областей и сфер деятельности человека. Постоянный рост объемов записываемых аудиовизуальных и других типов данных требует разработки технологий их автоматизированной обработки с минимальным участием человека [1–3]. Существенная доля записываемых данных приходится на источники визуальной информации: фото- и видеосъемка; изображения, полученные от электронных микроскопов, телескопов, и т. д.

Задачей данного исследования является разработка методов, алгоритмов и программных средств аудиовизуального мониторинга, обеспечивающих сокращение времени и затрат на поддержку проведения мероприятий в зале совещаний за счет автоматизации процессов управления мультимедийным, аудио- и видеозаписывающим оборудованием. Одной из целей аудиовизуального мониторинга является определение временных моментов (событий) изменения состояния (положения в пространстве и поведения) участников мероприятий, к которым относится появление нового участника в зале, выступления докладчиков и реплики сидящих в зале слушателей. Другой целью аудиовизуального мониторинга является автоматическая запись и анализ аудиовизуальных данных, отражающих происходящие в зале события, для определения текущей ситуации в интеллектуальном зале. Далее рас-

смотрим основные аспекты, касающиеся видеомониторинга участников в зале совещаний, и способы оценивания качества изображений, захватываемых видеокамерами в ходе мероприятий.

Процесс автоматической обработки изображений обычно состоит, во-первых, из предварительной обработки кадра, включая удаление кадров неудовлетворительного качества, нормализацию по освещенности, очистку от цифровых шумов и др., и, во-вторых, из извлечения характеристик изображения, сегментации и распознавания образов, представляющих интерес в данной прикладной области. Часто возникает необходимость из некоторого множества изображений отобрать кадры, наиболее качественные и соответствующие требованиям конкретной технической задачи. Для эксперта-оператора подобная работа не составит труда, однако если объем данных велик, то, прежде всего, на стадии первичной обработки целесообразно автоматизировать процесс оценки качества изображений и фильтрации кадров, не имеющих достоверных данных.

В работе [4] проанализированы методы повышения контрастности изображений, увеличивающие визуальную различимость фрагментов за счет преобразования шкалы яркости и адаптивных способов настройки параметров, и их применение в системах цифровой обработки видеоинформации.

В серии работ [5, 6] предлагаются методы получения априорной оценки размытости изображения. В случае гауссова и равномерного размы-

тия исходного монохроматического полутонового изображения описанный в работе метод позволял бы дать оценку размера окна размытия.

В работе [7] рассматриваются три вида представления изображений: контурный, градиентный и фактурный, — которые являются семантически значимыми для восприятия зрительной системой человека. Также обсуждаются типы дефектов изображений, например, размытие световых и цветовых границ; наличие посторонних узоров в виде муарового рисунка, обусловленного шумом пространственной дискретизации; наличие ложных контуров, обусловленных недостаточным количеством уровней квантования, и др. Описанный в работе метод реставрации изображений основан на увеличении резкости на границах и участках градиентного изменения интенсивности и фильтрации шумов на градиентных областях.

Алгоритмы оценки качества изображений востребованы практически во всех областях применения технологий компьютерного зрения, например, таких систем, как фото- и видеонаблюдения и регистрации, управления процессами (промышленные роботы, автономные транспортные средства), моделирования объектов и окружающей среды, человеко-машинного взаимодействия, контроля качества и т. д. [4, 8, 9].

Человек воспринимает любое изображение комплексно, однако судить о его качестве может, исходя из следующих основных параметров: яркости, контрастности, преобладающего тона, резкости и зашумленности. В случае машинной обработки изображений эти параметры могут быть оценены как по отдельности, так и комплексно.

В тех случаях, когда на вход поступает массив однотипных изображений, например при фоторегистрации, не все показатели качества могут варьироваться. При съемках фиксированной камерой неких подвижных объектов яркость, контрастность, зашумленность могут изменяться незначительно, в то время как на первый план выходит оценка резкости изображения. Изменение резкости может быть результатом погрешностей как аппаратных средств записи и трансляции, так и программного обеспечения цифровой обработки изображений. Резкость изображения может быть увеличена за счет фокусировки объектива камеры на объект и применения дополнительных методов цифровой обработки исходного изображения. Высококачественная видеоаппаратура должна без искажений передавать яркий переход максимального контраста.

Размытость на изображении получается в результате диффузного смешения двух контрастных цветов. Человек воспринимает и оценивает резкость по наличию контура контрастного яркостного или тонового перехода между смежны-

ми областями на изображении. Если во время съемки либо камера была неверно сфокусирована, либо снимаемый объект находился в движении, то полученное изображение будет частично или полностью размытым. В следующем разделе рассмотрим более подробно проблему размытости изображений и методы, позволяющие определить снижение качества, возникшее вследствие нечеткости изображений.

### Классификация методов оценки размытости изображения

Основными причинами искажений, приводящих к ухудшению резкости, являются ограниченная разрешающая способность формирующей системы, расфокусировка, наличие искажающей среды (например, атмосферы), движение камеры по отношению к регистрируемому объекту и т. д. [2]. Математическая модель формирования изображения имеет вид

$$\mathbf{s}(x, y) = \mathbf{z}(x, y) + \mathbf{n}(x, y),$$

где  $\mathbf{z}(x, y)$  — выход линейной системы формирования изображения;  $\mathbf{n}(x, y)$  — двумерный аддитивный шум. Изображение  $\mathbf{z}(x, y)$ , полученное путем линейного искажения исходного изображения при отсутствии шума, определяется интегралом свертки:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}(x, y) &= \mathbf{h}(x, y) * \mathbf{u}(x, y) = \\ &= \iint_{(u,v)} \mathbf{h}(x-u, y-v) \mathbf{u}(u, v) du dv, \end{aligned}$$

где  $*$  — символ двумерной свертки;  $\mathbf{h}(x, y)$  — двумерная импульсная характеристика (или функция рассеяния точки) линейной искажающей системы. Таким образом, значение функции яркости  $\mathbf{u}(u, v)$  исходного изображения в точке с координатами  $(u, v)$  «размазывается» в соответствии с видом функции рассеяния точки  $\mathbf{h}(x, y)$  и искажается аддитивным шумом.

Резкость изображения характеризуется воспроизведением мелких деталей и определяется разрешающей способностью формирующей системы. При расфокусировке точка воспроизводится в виде некоторого пятна (кружка размытия), и две близко расположенные точки на исходном изображении сливаются в одну на наблюдаемом. Величина кружка размытия зависит от фокусного расстояния объектива, а также от расстояний от объектива до объекта и до плоскости формируемого изображения. Дискретное изображение будет четким (сфокусированным), если диаметр кружка размытия не превышает шага дискретизации наблюдаемого изображения. В противном случае линейные искажения становятся заметными [2].

Таким образом, о размытости изображения можно судить, оценивая его фокус. Кроме того, комплексная оценка качества также позволяет выявить размытые изображения. Для оценки размытости целесообразно конвертировать цветные изображения в ахроматические и исследовать прямоугольную матрицу значений яркости пикселей изображения. Размер такой матрицы может совпадать с размерами изображения в пикселях либо соответствовать размерам выделенной области изображения.

Методы оценки фокуса изображения можно разделить на следующие категории [10].

1. На основе оценки градиента (GRA), где градиент или первая производная изображения служит показателем более резких яркостных переходов на границах объектов, присутствующих на изображении.

2. На основе оценки лапласиана (LAP), где лапласиан или вторая производная изображения могут служить для определения количества резких границ на изображении.

3. На базе вейвлет-преобразований (WAV), где изменение коэффициентов дискретного вейвлет-преобразования используется для описания частотной и пространственной областей изображения.

4. Основанные на изучении статистических характеристик изображения (STA), оценивающие размытость как отклонение от нормального распределения, которому, как правило, следуют неискаженные изображения.

5. На основе дискретных косинусных преобразований (DCT), где, подобно вейвлет-преобразованиям, коэффициенты дискретного косинусного преобразования служат оценкой фокуса изображения в частотной области.

6. Комплексной оценки (MIS).

Перечисленные типы методов отличаются сложностью и временем обработки изображений, поэтому в зависимости от предметной области и выделенных вычислительных и временных ресурсов выбирается оптимальный метод обработки изображений.

### Методы оценки размытости изображения

Рассмотрим четыре метода из некоторых перечисленных выше категорий, показавшие наилучшие экспериментальные результаты при оценке размытости изображений и обеспечивающие их обработку в режиме реального времени.

Метод Tenengrad [11, 12] относится к категории GRA, в которой оценивается градиент изображения. Дадим ему обозначение GRA1. Данный метод основан на оценке среднего квадрата градиента яркости пикселей монохромного изображения, которая производится при помощи опе-

ратора Собеля, вычисляющего приближенный вектор градиента яркости в каждой точке [1]. Приближенные значения производных в каждой точке вычисляются путем свертки двух масок вращения — ортогональных матриц размерности  $3 \times 3$  — с первоначальным изображением по горизонтали и по вертикали:

$$\mathbf{G}_x(x, y) = \begin{bmatrix} +1 & 0 & -1 \\ +2 & 0 & -2 \\ +1 & 0 & -1 \end{bmatrix} * \mathbf{A}(x, y);$$

$$\mathbf{G}_y(x, y) = \begin{bmatrix} +1 & +2 & +1 \\ 0 & 0 & 0 \\ -1 & -2 & -1 \end{bmatrix} * \mathbf{A}(x, y),$$

где  $\mathbf{A}(x, y)$  — исходное изображение;  $\mathbf{G}_x(x, y)$ ,  $\mathbf{G}_y(x, y)$  — маски на основе оператора Собеля; \* — двумерная операция свертки. Приближенное значение средней величины квадрата градиента  $G_{TENG}$  по обрабатываемому изображению вычисляется по формуле

$$G_{TENG} = \sum \left( \mathbf{G}_x(x, y)^2 + \mathbf{G}_y(x, y)^2 \right).$$

Увеличение среднего значения квадрата градиента означает наличие резких переходов яркости на изображении и, следовательно, более высокую четкость границ.

Среди преимуществ данного метода следует отметить относительно небольшой объем вычислений и высокую скорость обработки. Лучше всего метод работает на небольшой области изображения, где есть контрастные переходы.

Теперь рассмотрим метод оценки размытости изображения [13], основанный на измерении локального контраста яркости и относящийся к категории MIS, поэтому обозначим его MIS1. Данное измерение проводится путем вычисления отношения интенсивности каждого пикселя монохромного изображения и среднего уровня серого в окрестностях данного пикселя:

$$\mathbf{R}(x, y) = \begin{cases} \frac{\bar{\mu}(x, y)}{\mathbf{I}(x, y)}, & \mathbf{I}(x, y) \leq \bar{\mu}(x, y) \\ \frac{\mathbf{I}(x, y)}{\bar{\mu}(x, y)}, & \mathbf{I}(x, y) \geq \bar{\mu}(x, y) \end{cases},$$

где  $\mathbf{I}(x, y)$  — исследуемый пиксель;  $\bar{\mu}(x, y)$  — среднее значение яркости в его окрестности.

Размер окрестности  $\mu(x, y)$  пикселей с центром в точке  $(x, y)$  определяется эвристическим путем. Коэффициент размытости равен сумме значений  $\mathbf{R}(x, y)$  по всему изображению либо по исследуемой области изображения.

Далее рассмотрим другой метод из категории MIS — метод измерения размытости по кривизне

[13, 14], обозначим его MIS2. Матрица значений яркости пикселей монохромного изображения представляется как трехмерная поверхность второго порядка, координатами каждой точки которой являются две координаты каждого пикселя и значение его яркости. Кривизна данной поверхности соответствует переходам яркости между пикселями и аппроксимируется следующей функцией:

$$f(x, y) = ax + by + cx^2 + dy^2.$$

Чем выше значение кривизны трехмерной поверхности, тем более сфокусированным будет исследуемое изображение. Коэффициенты  $a$ ,  $b$ ,  $c$ ,  $d$  приближенно вычисляются по методу наименьших квадратов путем свертки исходного изображения с матрицами  $M_1$ ,  $M_2$ :

$$M_1 = \frac{1}{6} \begin{pmatrix} -1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 \\ -1 & 0 & 1 \end{pmatrix}; M_2 = \frac{1}{5} \begin{pmatrix} 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 \end{pmatrix};$$

$$a = M_1 * I; b = M_1' * I;$$

$$c = \frac{3}{2} M_2 * I - M_2' * I; d = \frac{3}{2} M_2' * I - M_2 * I,$$

где  $M_1', M_2'$  — транспонированные матрицы  $M_1$ ,  $M_2$ ;  $I$  — исходное изображение.

Оценкой размытости изображения при этом является сумма абсолютных величин значений коэффициентов

$$G_C = |a| + |b| + |c| + |d|.$$

Метод не подходит для однородных изображений с плавными переходами яркости (таких, например, как безоблачное небо), поскольку в данном случае кривизна трехмерной поверхности изменяется незначительно и не может служить адекватным показателем размытости.

Последним рассмотрим метод NIQE (No-Reference Image Quality Assessment) [15], относящийся к категории STA, обозначим его STA1. Метод NIQE основывается на статистическом исследовании натуральных изображений. Под натуральными понимаются изображения, полученные при помощи фотосъемки, захвата кадра из видеоряда и т. д., т. е. изображения, не сгенерированные искусственно и не искаженные искусственными шумами. В натуральных монохромных изображениях матрица нормализованных коэффициентов яркости пикселей будет стремиться к нормальному распределению. Любое зашумление, в том числе размытость, приведет к отклонению от нормального распределения. Идея метода состоит в сравнении двух многомерных гауссовых моделей признаков: вычисленной для исследуемого изображения и по-

строенной на основе заранее подготовленного набора изображений.

Для вычисления признаков, необходимых для построения модели, выполняется нормализация коэффициентов яркости пикселей изображения посредством вычитания локального среднего из исходной матрицы коэффициентов яркости монохромного изображения с последующим делением на среднеквадратическое отклонение:

$$\hat{I}(i, j) = \frac{I(i, j) - \mu(i, j)}{\sigma(i, j) + 1},$$

где  $i \in \{1, 2, \dots, M\}$ ,  $j \in \{1, 2, \dots, N\}$  — пространственные индексы,  $M, N$  — размеры изображения;  $\mu(i, j)$  — математическое ожидание;  $\sigma(i, j)$  — дисперсия:

$$\mu(i, j) = \sum_{k=-K}^K \sum_{l=-L}^L w_{k,l} I(i+k, j+l);$$

$$\sigma(i, j) = \sqrt{\sum_{k=-K}^K \sum_{l=-L}^L w_{k,l} (I(i+k, j+l) - \mu(i, j))^2},$$

где  $w = \{w_{k,l} | k = -K \dots K, l = -L \dots L\}$  — двумерная кругообразно-симметрическая весовая функция Гаусса.

Такая нормализация позволяет существенно снизить зависимость между коэффициентами яркости соседних пикселей, приводя их к форме, удобной для построения многомерной гауссовой модели. Поскольку четкость всего изображения зачастую ограничивается глубиной резкости снимающей аппаратуры, целесообразно разбить исследуемое изображение на участки размером  $P \times P$  пикселей, затем, оценив локальную резкость каждого участка, выбрать для дальнейшего анализа наиболее резкие участки. Локальная резкость может быть вычислена посредством дисперсии  $\sigma(i, j)$ :

$$\delta(b) = \sum_{(i,j)} \sigma(i, j).$$

Порог резкости, относительно которого оценивается локальная резкость участка, определяется экспертным путем. Выбранные участки, прошедшие порог, описываются обобщенным нормальным распределением с нулевым средним:

$$f(x; \alpha, \beta) = \frac{\alpha}{2\beta\Gamma\left(\frac{1}{\alpha}\right)} \exp\left(-\left(\frac{x}{\beta}\right)^\alpha\right),$$

где  $\Gamma(\cdot)$  — гамма-функция:

$$\Gamma(a) = \int_0^\infty t^{a-1} e^{-t} dt, a > 0.$$

Параметры  $\alpha, \beta$  могут быть оценены с применением метода моментов, описанного в работе [16].

Отклонение модели изображения от обобщенного нормального распределения может быть выявлено посредством анализа произведений пар соседних коэффициентов нормализованной яркости пикселей:  $\hat{I}(i, j)\hat{I}(i, j + 1)$ ,  $\hat{I}(i, j)\hat{I}(i + 1, j)$ ,  $\hat{I}(i, j)\hat{I}(i + 1, j + 1)$ ,  $\hat{I}(i, j)\hat{I}(i + 1, j - 1)$ , где  $i \in \{1, 2, \dots, M\}$ ,  $j \in \{1, 2, \dots, N\}$  — по четырем направлениям: горизонтали, вертикали, главной и побочной диагоналям. Эти параметры следуют асимметричному обобщенному нормальному распределению:

$$f(x; \gamma, \beta_l, \beta_r) = \begin{cases} \frac{\gamma}{(\beta_l + \beta_r)\Gamma\left(\frac{1}{\gamma}\right)} \exp\left(-\left(\frac{-x}{\beta_l}\right)^\gamma\right), \forall x < 0 \\ \frac{\gamma}{(\beta_l + \beta_r)\Gamma\left(\frac{1}{\gamma}\right)} \exp\left(-\left(\frac{x}{\beta_r}\right)^\gamma\right), \forall x \geq 0 \end{cases}$$

Параметр  $\gamma$  контролирует форму кривой распределения;  $\beta_l, \beta_r$  — параметры, контролирующие разброс слева и справа соответственно. Коэффициенты  $\gamma, \beta_l, \beta_r$  могут быть эффективно оценены с использованием метода моментов. Среднее значение распределения также является одним из признаков, которые учитываются при построении модели:

$$\eta = (\beta_r - \beta_l) \frac{\Gamma\left(\frac{2}{\gamma}\right)}{\Gamma\left(\frac{1}{\gamma}\right)}$$

В результате вышеизложенных вычислений имеем некий набор признаков, который сравнивается с многомерной гауссовой моделью, построенной на основе набора различных изображений известного качества:

$$f_X(x_1, \dots, x_k) = \frac{1}{(2\pi)^{\frac{k}{2}} |\Sigma|^{\frac{1}{2}}} \exp\left(-\frac{1}{2}(x - v)^T \Sigma^{-1}(x - v)\right),$$

где  $(x_1, \dots, x_k)$  — набор вычисленных признаков;  $v$  и  $\Sigma$  — среднее и ковариация матрицы многомерной гауссовой модели, вычисленные методом наибольшего правдоподобия.

Коэффициент качества изображения рассчитывается по следующей формуле:

$$D(v_1, v_2, \Sigma_1, \Sigma_2) = \sqrt{\left((v_1 - v_2)^T \left(\frac{\Sigma_1 + \Sigma_2}{2}\right)^{-1} (v_1 - v_2)\right)}$$

где  $v_1, v_2$  — векторы средних шаблонной многомерной гауссовой модели и модели, построенной для тестируемого изображения, соответственно;  $\Sigma_1, \Sigma_2$  — матрицы ковариации этих моделей. Коэффициент  $D$  указывает на расхождения между моделями; соответственно, чем меньше его значение, тем ближе распределение исследуемого изображения к нормальному, в противном случае на изображении присутствует зашумление, которое, в том числе, может являться размытием.

### Способы выбора интересующих областей анализа на изображении

Выбор области, по которой будет проводиться оценка размытости изображения, зависит от конкретной практической задачи, в рамках которой проводится исследование. Такой областью может служить как все изображение, так и очертания объекта на нем либо области, в которой данный объект расположен. Например, при исследовании фотографий, на которых присутствуют несколько человек, целесообразно выбрать для анализа только те области, где вероятнее всего находятся их фигуры. На портретных фотографиях областью оценки качества будет являться лицо человека либо лица, если их несколько. При фоторегистрации транспортных средств во время дорожного движения основной интерес представляет регистрационный номер. Выделение конкретной области оценки качества позволяет увеличить робастность методов оценки качества (так как анализу не подвергаются области, вносящие искажения, но не влияющие на область интереса), а также существенно повысить скорость обработки изображения за счет уменьшения обрабатываемого объема данных.

В нашем случае при решении задачи автоматической регистрации участников совещания в интеллектуальном зале наиболее важными на изображении областями являются те, которые содержат лицо человека [17]. Примеры сегментации интересующих областей на изображении представлены в табл. 1.

Выбранные три типа областей на изображении использовались для сравнения производительности четырех описанных выше методов, для этого применялась процедура предварительной сегментации заданной части кадра, на которой уже производился расчет размытости пикселей.

### Результаты экспериментов

В проведенных экспериментах анализировалась база данных фотографий участников мероприятий, проходивших в интеллектуальном зале СПИИРАН. Изображения были записаны с использованием программно-аппаратного ком-

■ **Таблица 1.** Примеры выделения областей кадра в задаче автоматической регистрации участников совещания в интеллектуальном зале

Тип выделенной области	Описание выделенной области	Пример сегментации анализируемой области кадра
Все изображение	Анализируется изображение целиком без предварительного поиска лица	
Область лица	Анализируется предварительно найденная область с лицом, размер которой не менее 200×200 пикселей	
Область лица размером 200×200 пикселей	Анализируется предварительно найденная область с лицом, ограниченная размером 200×200 пикселей	

■ **Таблица 2.** Характеристики камер, используемых при записи изображений

Параметр	AXIS 212	AXIS 215	AXIS 207
Стандарт сжатия	Motion JPEG, MPEG-4	Motion JPEG, MPEG-4	Motion JPEG, MPEG-4
Тип	Цветная	Цветная	Цветная
Максимальное разрешение (точек на дюйм)	640×480	704×576	1280×1024
Тип объектива	Fujinon, F1.8, 2,7 мм	12-кратное увеличение, автофокус, F1.6 — F2.7, f = 3,8 — 46 мм	F1.8, f = 3,6 мм, фиксированная диафрагма
Тип матрицы	3.1 Megapixel 1/2'' CMOS с прогрессивным сканированием	1/4'' Sony interlaced CCD	1/3'' Micron RGB 1.3 мегапикселя CMOS с прогрессивным сканированием

■ **Таблица 3.** Результаты экспериментов

Метод	Точность, %			Время обработки, мс		
	Все изображение	Область лица	Область лица размером 200×200 пикселей	Все изображение	Область лица	Область лица размером 200×200 пикселей
GRA1	4	22	26	13,81	5,23	4,81
MIS1	0	0	30	12,80	5,81	4,86
MIS2	2	34	30	10,42	7,70	7,30
STA1	10	54	94	31,65	38,08	35,08

плекса аудиовизуального мониторинга и дополнительно не обрабатывались [18]. Применение математического и программного обеспечения обработки аудиовизуальных данных в ходе мониторинга мероприятий в зале позволяет опре-

делить текущие положения участников, время их выступлений, этапы мероприятий и автоматизировать персонифицированную запись (протоколирование) мультимедийных данных. При видеомониторинге участников в зале совещаний

использовались камеры трех различных моделей (AXIS 212, 215, 207), параметры которых приведены в табл. 2.

В качестве областей интереса рассматривались все изображение, обнаруженное лицо на изображении, область лица размером 200×200 пикселей. Аннотированная база данных, использованная для экспериментов, состояла из 50 резких и 50 размытых фотографий. Деление фотографий было произведено экспертным путем. Размытые фотографии использовались для расчета порогового значения оценки размытости по каждому методу. Затем при тестировании на вход каждому методу подавался набор резких фотографий и определялся процент фотографий, оценка размытости которых превышала установленный порог. Результаты эксперимента представлены в табл. 3.

Наилучшие результаты большинство методов показывает на небольшом сегменте, выделенном на найденной области лица. Естественно, что скорость обработки повышается с уменьшением области анализа. Кроме того, точность метода, как правило, также возрастает при уменьшении анализируемой области. Так, например, метод оценки по локальному контрасту не работает на больших областях, однако показывает приемлемый результат на области 200×200 пикселей. Наиболее точным из вышеописанных является метод STA1, однако он же является и самым длительным по времени обработки.

## Заключение

Оценка размытости изображений является необходимым этапом обработки в системах, работающих с большими входными массивами визуальной информации. Предварительная оценка позволяет исключить из области дальнейшего анализа изображения низкого качества, не несущие полезную информацию, экономя тем самым загрузку автоматических систем компьютерного зрения. Возникающая из-за плохих условий съемки размытость происходит вследствие неверной фокусировки снимающего оборудования либо непредвиденного движения объекта съемки. Она может быть оценена различными методами, среди которых можно выделить исследование градиента яркости пикселей изображения, отношение значений яркости пикселей на некоторой области, статистический анализ коэффициентов яркости пикселей.

Рассмотренные в статье методы позволяют оценить количественно величину размытости, являющуюся одним из критериев качества изображений, они удобны в моделировании и применении в различных алгоритмах обработки визуальной информации. Предварительное выделение области лица на изображении и оценка ее размытости были успешно применены для отбора искаженных кадров в задаче автоматической регистрации участников совещания в интеллектуальном зале.

Работа выполнена при частичной финансовой поддержке РФФИ (проект № 13-08-0741-а).

## Литература

1. Гонсалес Р., Вудс Р. Цифровая обработка изображений. — М.: Техносфера, 2005. — 1070 с.
2. Грузман И. С. и др. Цифровая обработка изображений в информационных системах/ НГТУ. — Новосибирск, 2002. — 352 с.
3. Ронжин А. Л., Карпов А. А., Кагиров И. А. Особенности дистанционной записи и обработки речи в автоматах самообслуживания // Информационно-управляющие системы. 2009. № 5(42). С. 32–38.
4. Сергеев М. Б., Соловьев Н. В., Стадник А. И. Методы повышения контрастности растровых изображений для систем цифровой обработки видеoinформации // Информационно-управляющие системы. 2007. № 1(26). С. 2–7.
5. Кольцов П. П. Метод определения размытости контуров на цифровых изображениях // Программные продукты и системы. 2010. № 2. С. 38–41.
6. Кольцов П. П. Оценка размытия изображения // Компьютерная оптика. 2011. Т. 35. № 1. С. 95–102.
7. Красильников Н. Н. Принципы обработки изображений, основанные на учете их семантической структуры // Информационно-управляющие системы. 2008. № 1(32). С. 2–6.
8. Мещеряков Р. В. Система оценки качества передаваемой речи // Докл. Томского государственного университета систем управления и радиоэлектроники. 2010. № 2-1. С. 324–329.
9. Ронжин А. Л., Будков В. Ю. Технологии поддержки гибридных e-совещаний на основе методов аудиовизуальной обработки // Вестник компьютерных и информационных технологий. 2011. № 4. С. 31–35.
10. Pertuz S., Puig D., Garcia M. A. Analysis of Focus Measure Operators for Shape-from-focus // Pattern Recognition. May 2013. Vol. 46. N 5. P. 1415–1432.
11. Lorenzo-Navarro J., Déniz O., Santana M. C., Guerra C. Comparison of Focus Measures in Face Detection Environments // Proc. the Fourth Intern. Conf. on Informatics in Control, Automation and Robotics, Robotics and Automation 2, Angers, France, May 9–12, 2007. INSTICC Press, 2007. P. 418–423.
12. Krotkov E. Focusing // Intern. J. of Computer Vision. 1987. Vol. 1. N 3. P. 223–237.
13. Helml F., Scherer S. Adaptive Shape from Focus with an Error Estimation in Light Microscopy // Proc.



Intern. Symp. on Image and Signal Processing and Analysis, 2001. P. 188–193.

14. Mendapara P. Depth Map Estimation Using Multi-focus Imaging // *Electronic Theses and Dissertations*. 2010. — 131 p. <http://scholar.uwindsor.ca/cgi/viewcontent.cgi?article=1130&context=etd> (дата обращения: 29.02.2014).
15. Mittal A., Soundarajan R., Bovik A. C. Making a 'Completely Blind' Image Quality Analyzer // *IEEE Signal Processing Letters*. Mar. 2013. Vol. 20. N 3. P. 209–212.
16. Sharifi K., Leon-Garcia A. Estimation of Shape Parameter for Generalized Gaussian Distributions in

Subband Decompositions of Video // *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*. 1995. Vol. 5. N 1. P. 52–56.

17. Ронжин Ан. Л., Будков В. Ю., Ронжин Ал. Л. Технологии формирования аудиовизуального интерфейса системы телеконференций // *Автоматизация и современные технологии*. 2011. № 5. С. 20–26.
18. Ронжин Ал. Л., Ронжин Ан. Л. Система аудиовизуального мониторинга участников совещания в интеллектуальном зале // *Докл. ТУСУР*. 2011. № 1(22). С. 153–157.

UDC 004.932.2

### Application of Digital Images Blur Estimation Methods for Audiovisual Monitoring

Vatamaniuk I. V.<sup>a</sup>, Student, motea@mail.ru

Ronzhin A. L.<sup>a, b</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, ronzhin@iias.spb.su

<sup>a</sup>Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaya St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

<sup>b</sup>Saint-Petersburg Institute for Informatics and Automation of RAS, 39, 14 Line, V. O., 199178, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** Studying and developing mathematical and software tools to estimate blur and other quality metrics of digital images. **Results:** The paper presents classification and analysis of modern blur estimation methods used for image processing in real-time systems. In the experiment, for higher processing speed and more reliable evaluation of an image fragment quality, a number of segmentation modes were applied: the entire image, a face extracted from the image and a 200x200 pixel area on the face. The proposed technique for extracting the face area from an image and estimating its blur on basis of statistic analysis of pixel brightness coefficients successfully recognized 94% of non-distorted images obtained by automatic registration of conference participants in an intelligent meeting room. **Practical relevance:** The proposed solutions serve to speed up the processes of automatic recognition of digital images and can be efficiently used in a wide range of computer vision applications.

**Keywords** — Digital Image Processing, Image Quality Estimation, Image Blur, Face Segmentation and Recognition.

### References

1. Gonzalez R., Woods R. *Digital Image Processing*. Second Ed. Prentice-Hall, 2002. 793 p.
2. Gruzman I. S., Kirichuk V. S., Kosykh V. P., Peretiagin G. I., Spektor A. A. *Tsifrovaia obrabotka izobrazhenii v informatsionnykh sistemakh* [Digital Image Processing in Information Systems]. Novosibirsk, NGTU Publ., 2002. 352 p. (In Russian).
3. Ronzhin A. L., Karpov A. A., Kagirov I. A. Peculiarities of Distant Recording and Processing of Speech in Self-services Automations. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2009, no. 5(42), pp. 32–38 (In Russian).
4. Sergeev M. B., Solov'ev N. V., Stadnik A. I. Methods to Increase Raster Image Contrast for Systems of Digital Video Processing. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2007, no. 1(26), pp. 2–7 (In Russian).
5. Kol'tsov P. P. A Blur Detection Method for Digital Images' Edges. *Programmnye produkty i sistemy*, 2010, no. 2, pp. 38–41 (In Russian).
6. Kol'tsov P. P. Image Blur Estimation. *Komp'uternaia optika*, 2011, vol. 35, no. 1, pp. 95–102 (In Russian).
7. Krasil'nikov N. N. Principles of Image Processing Based on Taking into Account Their Semantic Structure. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2008, no. 1(32), pp. 2–6 (In Russian).
8. Meshcheriakov R. V. System of the Transmitted Speech Quality Estimation. *Doklady Tomskogo gosudarstvennogo universiteta sistem upravleniia i radioelektroniki*, 2010, no. 2-1, pp. 324–329 (In Russian).
9. Ronzhin A. L., Budkov V. Yu. Support Technologies of E-meetings Based on Methods for Audiovisual Processing. *Vestnik komp'uternykh i informatsionnykh tekhnologii*, 2011, no. 4, pp. 31–35 (In Russian).
10. Pertuz S., Puig D., Garcia M. A. Analysis of Focus Measure Operators for Shape-from-focus. *Pattern Recognition*, May 2013, vol. 46, no. 5, pp. 1415–1432.
11. Lorenzo-Navarro J., Déniz O., Santana M. C., Guerra C. Comparison of Focus Measures in Face Detection Environments. *Proc. the Fourth Intern. Conf. on Informatics in Control, Automation and Robotics, Robotics and Automation 2*, Angers, France, May 9–12, 2007. INSTICC Press, 2007, pp. 418–423.
12. Krotkov E. Focusing. *International Journal of Computer Vision*, 1987, vol. 1, no. 3, pp. 223–237.
13. Helmlí F., Scherer S. Adaptive Shape from Focus with an Error Estimation in Light Microscopy. *Proc. International Symposium on Image and Signal Processing and Analysis*, 2001, pp. 188–193.
14. Mendapara P. Depth Map Estimation Using Multi-focus Imaging. *Electronic Theses and Dissertations*, 2010. 131 p. Available at: <http://scholar.uwindsor.ca/cgi/viewcontent.cgi?article=1130&context=etd> (accessed 29 February 2014).
15. Mittal A., Soundarajan R., Bovik A. C. Making a 'Completely Blind' Image Quality Analyzer. *IEEE Signal Processing Letters*, March 2013, vol. 20, no. 3, pp. 209–212.
16. Sharifi K., Leon-Garcia A. Estimation of Shape Parameter for Generalized Gaussian Distributions in Subband Decompositions of Video. *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, 1995, vol. 5, no. 1, pp. 52–56.
17. Ronzhin An. L., Budkov V. Yu., Ronzhin Al. L. Technologies of Audiovisual Interface Development for Teleconference System. *Avtomatizatsiia i sovremennye tekhnologii*, 2011, no. 5, pp. 20–26 (In Russian).
18. Ronzhin Al. L., Ronzhin An. L. An Audiovisual System of Monitoring of Participants in the Intelligent Meeting Room. *Doklady TUSUR*, 2011, no. 1(22), pp. 153–157 (In Russian).

УДК 681.51

## ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЕ И ОДНОКЛАССОВАЯ КЛАССИФИКАЦИЯ ДЛЯ МОНИТОРИНГА СОСТОЯНИЯ ДАМБ

**А. П. Козионов<sup>а, б</sup>**, инженер, аспирант

**А. Л. Пяйт<sup>а, в</sup>**, ведущий инженер, аспирант

**И. И. Мохов<sup>а</sup>**, эксперт-исследователь

**Ю. П. Иванов<sup>б</sup>**, канд. техн. наук, доцент

<sup>а</sup>ООО «Сименс», департамент корпоративных технологий, Санкт-Петербург, РФ

<sup>б</sup>Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

<sup>в</sup>Университет Амстердама, Амстердам, Нидерланды

**Постановка проблемы:** мониторинг состояния дамб является важной и актуальной задачей. Алгоритмы мониторинга должны в режиме онлайн по сигналам с аппаратуры контроля определять аномальное состояние дамбы. Под аномальным состоянием (поведением) подразумевается отклонение от нормального состояния объекта, которое может привести к неисправности или разрушению дамбы. Для построения подобных алгоритмов, как правило, требуется знание о нормальном и аномальном режимах поведения дамбы. Зачастую сбор данных, соответствующих аномальному поведению, является высокочастотным, а моделирование аномалий — трудоемким. Цель настоящей работы — исследование и разработка алгоритмов, которые бы обучались на исторических измерениях с дамбы и позволяли определять ее текущее состояние. **Результаты:** представлены подход и алгоритм мониторинга состояния насыпных дамб, а также алгоритм восстановления пропусков в измеряемых сигналах. Идея подхода к обнаружению аномального состояния заключается в применении методов машинного обучения к признакам, извлеченным из сигналов методами частотно-временного анализа последних. Для восстановления пропусков в измерениях, вызванных сбоями системы сбора данных и другими факторами, используется метод «Гусеница»-SSA. Предлагаемый алгоритм обнаружения аномального состояния основан на классификации вейвлет-разложения многомерных измерений. Одноклассовый классификатор «нейронные облака» используется для оценки нелинейной, нечеткой функции принадлежности результатов вейвлет-разложения сигналов к области нормального поведения. Обучение классификатора «нейронные облака» производится на исторических данных о нормальном поведении дамбы, полученных с установленных в ней датчиков. Нечеткий выход классификатора, изменяющийся от 0 до 1, позволяет давать оценку близости текущего состояния дамбы к аномальному. Апробация алгоритмов проводилась на дамбе, расположенной в Бостоне, Великобритания. Была продемонстрирована высокая эффективность алгоритма. **Практическая значимость:** результаты исследований и алгоритмические решения использованы компанией «Сименс» в компоненте на основе искусственного интеллекта при разработке системы мониторинга состояния дамб в рамках проекта Евросоюза UrbanFlood.

**Ключевые слова** — обнаружение аномалий, мониторинг состояния дамб, интеллектуальная обработка сигналов, вейвлеты, «нейронные облака», одноклассовая классификация.

### Введение

В настоящее время более чем две трети европейских городов постоянно находятся под риском затопления. Число зарегистрированных наводнений увеличилось в четыре раза по сравнению с 80-ми годами XX века [1]. Изменение климата и быстрая урбанизация еще сильнее усугубляют проблему.

Большое число наводнений вызвано прорывом систем защиты от наводнений — дамб и плотин [2]. Например, в Нидерландах с 1134 по 2006 год было зарегистрировано примерно 1735 случаев разрушения дамб [3]. В Европе существует несколько проектов, направленных на исследование и разработку систем контроля защиты от наводнений: FLOODsite [4], FloodControl 2015 [5], UrbanFlood [6]. Одним из важнейших элементов подобных систем является система мониторинга состояния дамб.

Исторически мониторинг осуществляется инспекторами, которые занимаются обходом тысяч

километров дамб. Каждый участок проверяется один раз в несколько лет. Современное развитие техники позволяет проводить непрерывный мониторинг состояния дамбы с использованием технологий дистанционных измерений.

Проблема мониторинга состояния земляных дамб заключается в сложном поведении дамбы и, как следствие, измеряемых параметров системы, что требует детального исследования объекта мониторинга и моделирования большого числа возможных сценариев разрушения дамбы. Это весьма затратно и не всегда возможно.

В настоящей работе мы представляем новый подход и алгоритм мониторинга состояния дамб. Предлагаемый подход основан на методах машинного обучения и обработки сигналов и не требует детального исследования объекта мониторинга. Обучение алгоритмов проходит на исторически измеренных данных нормального состояния дамбы. Подход и алгоритм разрабатывались

с участием авторов системы раннего предупреждения UrbanFlood [6]. Апробация алгоритма проводилась на данных с дамбы, расположенной в Бостоне (Великобритания).

### Подход к обнаружению аномального поведения дамб

Мониторинг состояния дамбы осуществляется путем анализа измерений, собранных с сети установленных в дамбу различных датчиков, таких как датчики порового давления (давления воды в порах почвы  $P_p$ ) и температуры, инклинометров. Задача системы мониторинга — обнаружить аномальное состояние дамбы. Под аномальным состоянием (поведением) подразумевается отклонение от нормального состояния объекта, которое может привести к неисправности или разрушению дамбы [7]. Датчики устанавливаются в каждую кросс-секцию дамбы. Такое деление объекта мониторинга позволяет локализовать аномальное состояние и предоставляет избыточность измерений. Применение сетей датчиков как части системы раннего предупреждения в рамках проекта UrbanFlood описано в работах [8, 9].

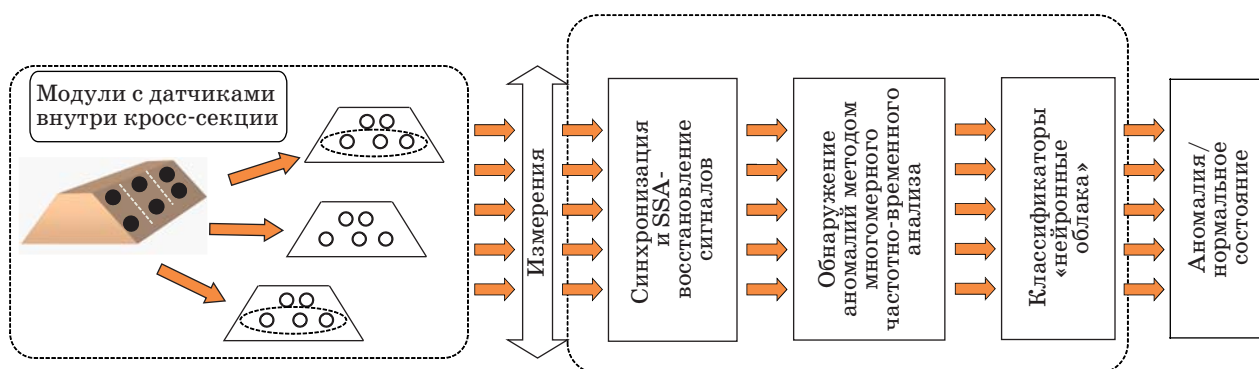
Различные типы измеряемых параметров обрабатываются в соответствии с их свойствами. Например, в случае данных датчиков  $P_p$  необходимо учитывать зависимость между измерениями  $P_p$  в разных точках дамбы. Для анализа и мониторинга зависимостей между сигналами можно использовать передаточные функции или методы, которые позволяют оценивать границы областей нормального поведения. В первом случае существует проблема устойчивости и идентификации передаточной функции [10]. Алгоритмы, основанные на оценивании допусков для параметров, не имеют проблем, связанных с устойчивостью и идентификацией, но не позволяют учитывать частотно-временные свойства сигналов, а лишь показывают превышение ими

критических значений, поэтому аномальные состояния, проявляющиеся в динамике сигналов, не будут обнаружены.

Из сказанного следует, что необходим алгоритм, который, с одной стороны, позволял бы учитывать частотно-временные зависимости между сигналами, с другой стороны, не имел бы проблем, связанных с устойчивостью и идентификацией.

Основная идея предлагаемого подхода заключается в применении методов обнаружения аномального поведения, которые обучаются на «сырых» и (или) предварительно обработанных данных [11]. При этом данные системы контроля состояний дамб могут содержать пропуски, вызванные сбоями системы сбора данных и другими факторами. Такие пропуски могут иметь протяженность от нескольких минут до нескольких дней. Обнаружение аномального состояния состоит из трех этапов (рис. 1). Первый этап — сбор данных с датчиков. Второй этап — их предварительная обработка, в нашем случае — восстановление пропусков в данных алгоритмом на основе метода «Гусеница»-SSA (Singular Spectrum Analysis — спектрально-сингулярный анализ) [12]. На третьем этапе с помощью алгоритма обнаружения аномального состояния извлекается информация из сигналов методами частотно-временного анализа. Далее алгоритмы классификации, основанные на методах машинного обучения, определяют состояние дамбы.

Поскольку для дамбы зачастую доступны лишь данные о нормальном состоянии, классификацию состояния дамбы логично производить, оценивая степень принадлежности сигналов датчиков к некоей области нормального состояния. Для решения такой задачи применимы алгоритмы одноклассовой классификации, основанные на оценке принадлежности сигнала к одному заданному классу. В нашем случае это область «исторических» измерений, соответствующих нормальному состоянию дамбы.



■ Рис. 1. Этапы обнаружения аномального состояния дамбы

**Дискретное вейвлет-преобразование**

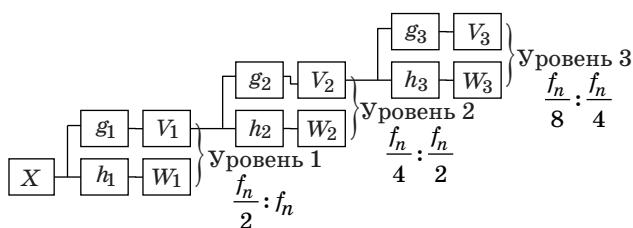
Вейвлет-преобразование (wavelet transform) — это метод частотно-временного (масштабно-временного — в терминологии теории вейвлетов) разложения сигнала. В отличие от преобразования Фурье вейвлет-преобразование позволяет анализировать только в частотной области [13]. Вейвлет-преобразование делят на два вида — непрерывное (НВП) и дискретное (ДВП).

Непрерывное вейвлет-преобразование задано непрерывными вейвлет-функциями. Масштабы и время, на которых происходит разложение, изменяются непрерывно. Данное преобразование получило широкое применение в научных исследованиях [13].

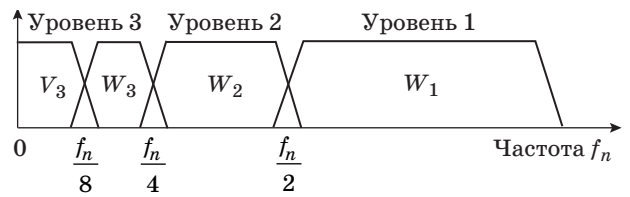
Дискретное вейвлет-преобразование задано семейством дискретных вейвлет-функций и применяется к дискретным сигналам. В случае ДВП масштабы (уровни разложения — в терминологии ДВП), для которых происходит разложение, увеличиваются пропорционально степени двойки, а дискретизация каждого уровня разложения уменьшается в 2 раза по сравнению с предыдущим более высокочастотным уровнем разложения [13]. У ДВП много приложений в естественных науках, инженерном деле, математике (включая прикладную).

Дискретное вейвлет-преобразование получают применением набора фильтров. Сначала сигнал пропускается через низкочастотный (масштабирующий) фильтр. В результате получают коэффициенты аппроксимации ( $V$ ). Одновременно сигнал пропускается через высокочастотный фильтр (вейвлет-фильтр) — получают вейвлет-коэффициенты ( $W$ ). Эти два фильтра, называемые квадратурными зеркальными фильтрами, связаны между собой. Так как половина частотного диапазона отфильтрована, то, согласно теореме Котельникова, отсчеты полученных сигналов можно проредить в 2 раза. Это разложение можно повторить несколько раз для коэффициентов аппроксимации каждого последующего разложения. Данный каскадный алгоритм, предложенный Стефаном Малла [13] (рис. 2), можно записать в следующем виде:

$$W_j = (h * V_{j-1}) \downarrow 2, \tag{1}$$



■ Рис. 2. Каскадный алгоритм ДВП:  $f_n$  — частота Найквиста



■ Рис. 3. Представление ДВП в частотной области

где  $W_j$  — вейвлет-коэффициенты ДВП уровня разложения  $j$ ;  $V_{j-1}$  — коэффициенты аппроксимации уровня разложения  $j - 1$ ;  $*$  — оператор полной свертки;  $\downarrow$  — оператор прореживания.

Коэффициенты аппроксимации

$$V_j = (h * V_{j-1}) \downarrow 2, \tag{2}$$

где  $V_j$  — коэффициенты аппроксимации ДВП уровня разложения  $j$ ;  $V_{j-1}$  — коэффициенты аппроксимации уровня разложения  $j - 1$ ;  $*$  — оператор полной свертки;  $\downarrow$  — оператор прореживания.

Поскольку квадратурные зеркальные фильтры ДВП на каждом уровне разложения разделяют сигнал на низкочастотную и высокочастотную часть, то полоса частот коэффициентов аппроксимации каждого уровня разложения (по отношению к исходному сигналу) будет находиться в области  $\left[0; \frac{f_n}{2^j}\right]$ , а полоса частот вейвлет-коэффициентов — в области  $\left[\frac{f_n}{2^j}; \frac{f_n}{2^{j-1}}\right]$ , где  $f_n$  в 2 раза ниже частоты дискретизации сигнала;  $j$  — уровень разложения. На рис. 3 представлены уровни ДВП в частотной области.

В отличие от НВП, ДВП рассчитывается на масштабах  $2^j$ , где  $j$  называется уровнем разложения, что позволяет рассчитывать коэффициенты ДВП быстрее, чем в случае НВП, за  $n \log_2(n)$  операций, где  $n$  — длина временного ряда. В силу двукратного прореживания длина сигнала должна быть кратна  $2^{J_{\max}}$ , где  $J_{\max}$  — число уровней разложения.

Также стоит отметить ортогональность вейвлет и масштабирующих фильтров к полиномам заданной степени. Это означает, что если во временном ряде присутствует такой полином, то он будет оставаться в последнем уровне аппроксимации.

**Алгоритм «нейронные облака»**

К одним из наиболее быстроразвивающихся и перспективных методов классификации относятся методы на основе машинного обучения. Для обучения классификатора используются лишь данные о нормальном поведении сигнала, данные о видах аномального поведения недоступны. В качестве такого метода в работе рассматривается классификатор «нейронные облака» [14].

Наиболее часто для задач обнаружения аномалий используют различные метрики расстояний (евклидову, Махаланобиса и др.) [15], методы на основе оценки плотности вероятности данных, например гауссовы смеси (Gaussian Mixture Models) [15], которые оценивают плотность вероятности для данных, соответствующих нормальному состоянию. Общий недостаток этих методов в том, что они сами по себе не являются классификаторами, и их результат все равно нужно каким-то образом классифицировать [16]. Одноклассовый метод опорных векторов (one-class SVM) [15] обладает другим недостатком, заключающимся в том, что он оценивает четкую границу класса, которую нельзя перенастроить (скорректировать) во время использования классификатора, а лишь только при новом переобучении.

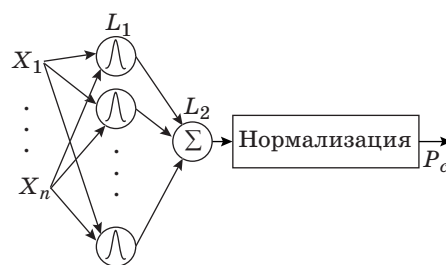
«Нейронные облака» оценивают нелинейную, нечеткую функцию принадлежности (инкапсулятор) данных к области нормального поведения для исходного «нормального» множества признаков. Затем функция принадлежности используется для оценки принадлежности новых экземпляров данных к области нормального поведения. Результаты «нейронных облаков» — значения от 0 до 1. Значения, близкие к 1, отражают нормальное поведение, а близкие к 0 — аномальное. Таким образом, «нейронные облака» позволяют давать оценку близости текущего состояния к аномальному, что может быть использовано при принятии решения.

Оценка функции принадлежности состоит из двух шагов: кластеризации данных методом АКМ (advanced k-means, улучшенный k-средних) и аппроксимации кластеров радиальными базисными функциями (РБФ). Смесь РБФ можно представить в виде нечеткой нейронной сети.

Метод АКМ — это модификация хорошо известного метода k-средних с возможностью адаптивного расчета оптимального числа кластеров при заданном максимальном числе кластеров (центроидов). АКМ состоит из следующих этапов:

- 1) задаются начальные максимальное и минимальное числа центроидов;
- 2) вызывается алгоритм k-средних;
- 3) добавляется или убирается центроид, исходя из следующих условий:
  - если дистанция до данных выше заданной, то создается новый центроид;
  - если кластер состоит из числа точек, меньше заданного, то он убирается;
  - если расстояние между центроидами меньше заданного, то кластеры объединяются.

Выход алгоритма АКМ — это центроиды кластеров, представляющих собой нормальное поведение (обучающее множество). После того как все центроиды получены, данные инкапсулируются



■ Рис. 4. «Нейронные облака»:  $L_1$  — РБФ;  $L_2$  — суперпозиции РБФ;  $P_c$  — значение функции принадлежности

функцией принадлежности. Для данных задачи используются РБФ

$$R_i = e^{-\frac{|x-m_i|}{2\sigma^2}},$$

где  $x$  — входные данные;  $m_i$  — среднее (центр) РБФ;  $\sigma$  — среднеквадратическое отклонение (СКО) (ширина) РБФ.

Центроиды, полученные от АКМ, становятся центрами соответствующих РБФ. Сумма всех колоколов дает функцию принадлежности (рис. 4). Нормализация применяется для того, чтобы получить выходное значение функции принадлежности в интервале от 0 до 1.

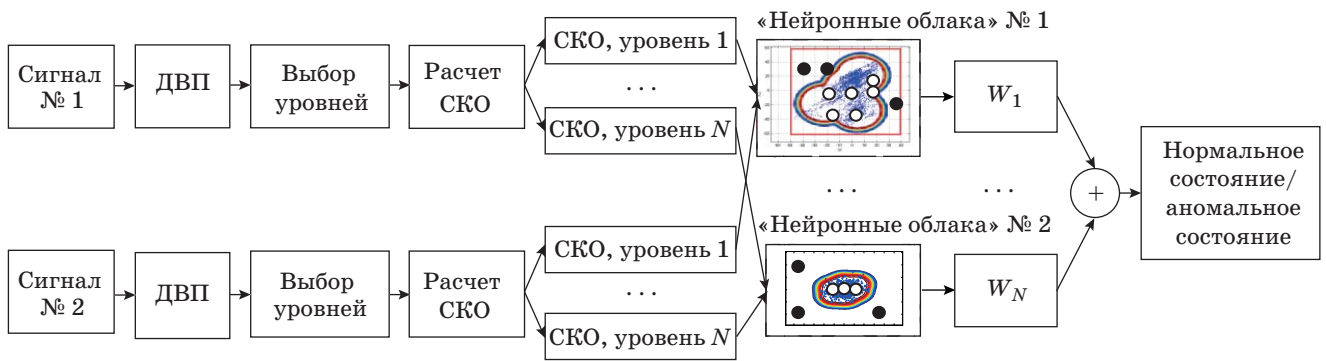
#### Алгоритм обнаружения аномального состояния дамбы на основе многомерного частотно-временного анализа сигналов

Предлагаемый алгоритм основан на одноклассовой классификации результатов частотно-временного преобразования анализируемых сигналов. Для частотно-временного преобразования (разложения) сигналов было выбрано ДВП. Для одноклассовой классификации используется алгоритм «нейронные облака». Блок-схема алгоритма обнаружения аномального состояния представлена на рис. 5.

На первом этапе к сигналам датчиков, установленных на дамбе, применяется ДВП и производится выбор наиболее мощных (базовых) уровней для анализа с целью сократить число классификаторов. Далее выполняется дополнительная обработка вейвлет-коэффициентов, направленная на расчет локальных СКО во времени, и коэффициентов для каждого уровня разложения, характеризующих мощность каждого уровня.

На втором этапе для одинаковых уровней разложения сигналов строятся совместные функции принадлежности к области нормального поведения для исходных «нормальных» исторических значений локальных СКО уровней разложения с использованием алгоритма «нейронные облака».

На третьем этапе выход «нейронного облака» каждого уровня разложения нормируется в соот-



■ Рис. 5. Алгоритм обнаружения аномального поведения на основе классификации результатов ДВП

ветствии с мощностным вкладом данного уровня разложения в суммарную мощность отобранных для анализа уровней ДВП —  $W_1 \dots W_N$  (см. рис. 5). Такая нормировка необходима для комбинирования выходов различных классификаторов. Таким образом, состояние определяется как суммарный взвешенный вклад от каждого уровня разложения. В итоге на выходе алгоритма значение изменяется от 0 до 1, где близость к 0 соответствует аномальному, а близость к 1 — нормальному состоянию.

### Восстановление пропусков в измерениях

Данные системы контроля состояний дамб содержат пропуски, вызванные сбоями системы сбора данных и другими факторами. Пропуски могут иметь протяженность от нескольких часов до нескольких дней. Для восстановления данных используется метод «Гусеница» [11]. Он позволяет восстанавливать многие виды сигналов с  $R^2$  до 0,99.

Стоит также отметить такие методы восстановления пропусков в данных, как 3D-VAR и 4D-VAR [17], которые используются для восстановления метеорологических данных. Недостаток этих методов заключается в том, что они требуют предварительно известных моделей измерений в пространстве состояний, в то время как для метода «Гусеница» заранее предопределенная модель не требуется.

Идея метода состоит в постепенном разложении сигнала на компоненты по базису собственных векторов ковариационной матрицы сигнала. Далее над компонентами проводится необходимое преобразование, после которого происходит процедура восстановления сигнала. Процедура восстановления сигнала состоит из следующих шагов.

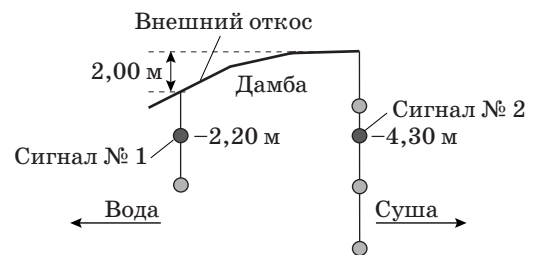
1. Разложение сигнала.
2. Выбор числа компонент, по которым будет производиться восстановление.
3. По каждой компоненте, начиная с 1-й до последней (выбранной на шаге 2), производится

разложение. После производится восстановление с 1-й компоненты по текущую в цикле. Значения, полученные на местах пропусков, вставляются в исходный сигнал. Данная процедура выполняется до тех пор, пока не будет достигнута сходимость в местах пропусков. Иными словами, результат предыдущего восстановления не будет отличаться от текущего (в качестве критерия, к примеру, можно выбрать дисперсию разности результатов между текущим и предыдущим шагом, отнесенную к дисперсии результата восстановления на текущем шаге). После обеспечения сходимости цикл выполняется для следующей компоненты.

### Моделирование алгоритма

В настоящей работе мы будем рассматривать обнаружение реальной аномалии дамбы в Бостоне. В дамбу была установлена сеть многопараметрических датчиков GeoBeads компании Alert Solutions [18]. Датчики измеряют поровое давление  $P_p$ , температуру почвы и отклонение от вертикали. Расположение датчиков показано на рис. 6. Дискретизация данных составляет 15 мин. Первые результаты анализа данных были представлены в статье [10].

Локальное сползание внешнего откоса дамбы в результате эрозии почвы произошло 12 января 2012 г. Аномалия проявилась в измерениях датчика порового давления — сигнал № 1 (см. рис. 6). Этот датчик установлен примерно



■ Рис. 6. Структура одной из кросс-секций дамбы

на одной глубине с другим датчиком порового давления (сигнал № 2), расположенным дальше от воды, на котором аномальное состояние не проявилось. Далее будет анализироваться зависимость между этими измерениями.

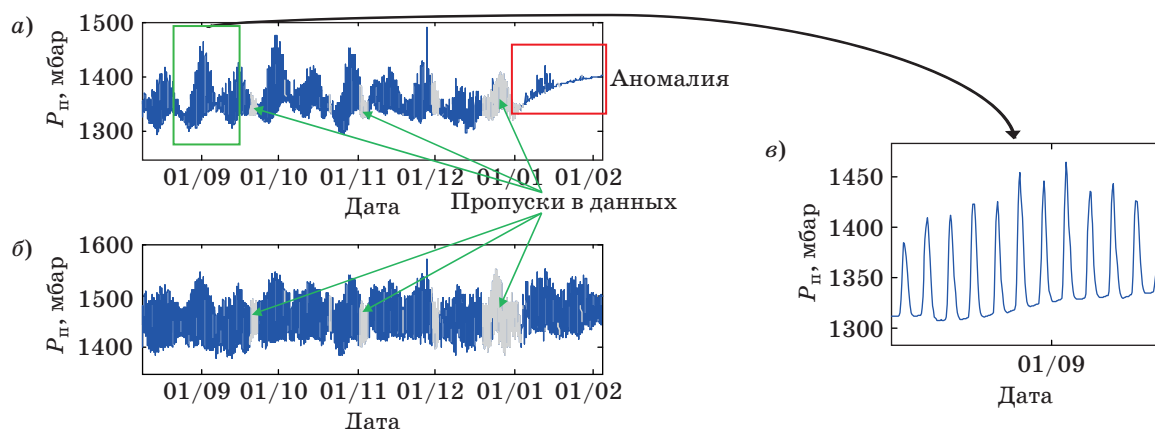
Аномальное поведение проявилось как демпфирование дамбой колебаний порового давления, вызванных колебаниями воды (рис. 7, а). В измерениях присутствуют пропуски длительностью от нескольких минут до нескольких дней (рис. 7, а, б), вызванные сбоями системы сбора данных или другими факторами. Наиболее мощные колебания порового давления вызваны приливами и отливами с периодичностью 12 ч (рис. 7, в).

Для обучения и апробации алгоритма в местах пропусков сигналы были восстановлены методом «Гусеница» [11] (рис. 8, а, б).

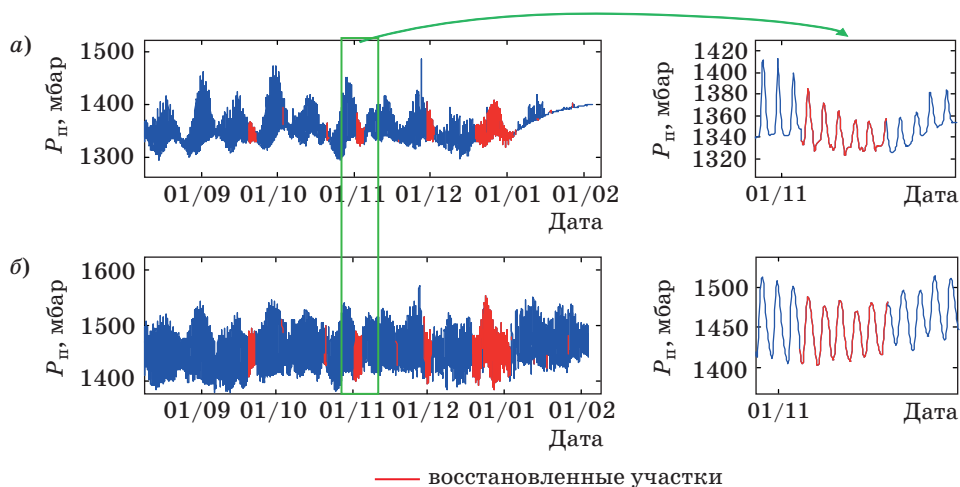
Обучающее множество для алгоритма — первые 50 % отсчетов сигналов с 8 августа 2011 г.

по 10 ноября 2011 г. Для ДВП был выбран вейвлет Добеши 4, так как в уровнях разложения ДВП, полученных с использованием такого вейвлета, исключается тренд, описываемый полиномом порядка ниже 4-го [13]. Число уровней разложения 6 выбрано так, чтобы с запасом перекрыть диапазон наиболее мощных частот сигнала, 12-часовые колебания будут содержаться в 4-м уровне разложения.

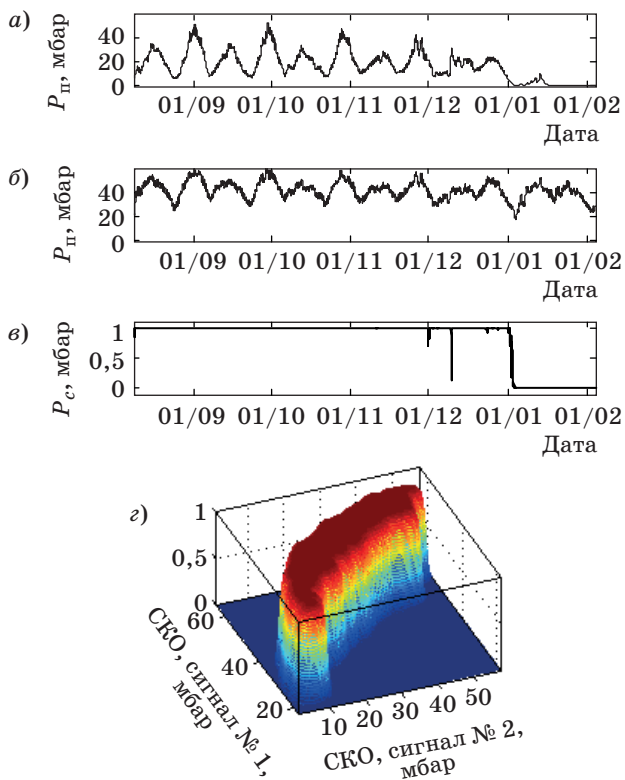
Из шести уровней разложения для анализа в качестве базовых были выбраны 3-, 4- и 5-й уровни, так как на них пришлось 16, 64 и 15 % мощности сигнала. Суммарная мощность трех уровней 86 %. Для каждого уровня разложения были рассчитаны локальные СКО. Далее попарно для каждого уровня разложения были построены функции принадлежности алгоритмом «нейронные облака». В итоге получились три двумерных «нейронных облака» (по двум сигналам) для 3-, 4- и 5-го уровней разложений.



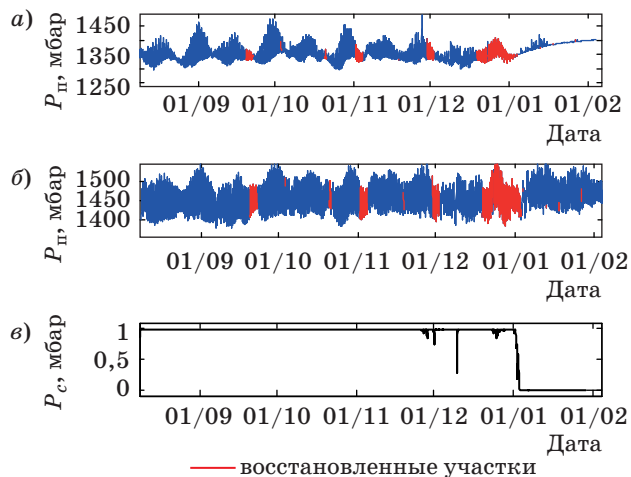
■ Рис. 7. Сигналы для моделирования: а — сигнал № 1; б — сигнал № 2; в — укрупненный участок сигнала № 1



■ Рис. 8. Восстановление сигналов методом «Гусеница»: а — сигнал № 1; б — сигнал № 2; справа показаны участки в укрупненном масштабе



■ **Рис. 9.** Анализ алгоритмом «нейронные облака» уровня разложения ДВП № 4: *a* — локальные СКО, сигнал № 1; *b* — локальные СКО, сигнал № 2; *c* — значение функции принадлежности; *d* — «нейронное облако»



■ **Рис. 10.** Восстановленные сигналы и результирующее значение функции принадлежности: *a* — сигнал № 1; *b* — сигнал № 2; *c* — значение функции принадлежности

Рассмотрим классификацию 4-го уровня разложения — наиболее мощного. Для сигнала № 1 видно демпфирование колебаний порового давления после 1 января и, как следствие, падение СКО, вызванное изменением свойств дамбы в ре-

зультате эрозии (рис. 9, *a*). Для сигнала № 2 anomальное поведение не проявилось (рис. 9, *b*). Значение функции принадлежности на участке после 2 января падает к 0, что соответствует anomальному состоянию на границе функции принадлежности (рис. 9, *c*). Функция принадлежности представлена на рис. 9, *c*. Таким образом, эрозия почвы была обнаружена на 10 дней раньше сползания откоса дамбы. Также присутствует локальный участок 7 декабря, в котором значение функции принадлежности падает до 0,1. Данный участок соответствует ложному срабатыванию, которое вызвано отсутствием подобного поведения в обучающем множестве (см. рис. 9, *a*). Подобное поведение характерно для 3-го и 5-го уровней разложения.

Восстановленные для анализа сигналы № 1 и № 2 представлены на рис. 10, *a* и *b* соответственно.

Суммарный взвешенный вклад всех уровней разложения тоже стремится к 0 после 2 января (рис. 10, *c*). 7 декабря присутствует локальный участок ложного срабатывания, в котором значение функции принадлежности падает к 0,15, что вызвано отсутствием такого поведения в обучающем множестве.

### Заключение

Предложенный подход к мониторингу состояния дамб основан на использовании методов машинного обучения и обработки сигналов. Суть алгоритма заключается в применении одноклассовой классификации алгоритмом «нейронные облака» результатов ДВП сигналов с датчиков системы контроля состояния дамб. Обучение алгоритма «нейронные облака» проводится на исторических данных о нормальном состоянии дамбы.

Преимущества такого подхода состоят в том, что для его применения не требуется подробного описания структуры и anomального поведения объекта. Кроме того, система мониторинга на его основе сама подстраивается и обучается с момента установки на объект.

Моделирование алгоритма обнаружения anomального состояния, построенного на основе предлагаемого подхода, было проведено на реальных данных дамбы Бостона. Сползание откоса дамбы было зафиксировано на 10 дней раньше визуального обнаружения как anomальное поведение измерений датчиков порового давления. Преимуществом алгоритма является устойчивый контроль частотно-временных зависимостей между сигналами. К недостаткам можно отнести то, что при отсутствии в обучающих данных некоторых примеров нормального поведения алгоритм может ложно классифицировать их как anomальное состояние. Увеличение обучающего множества будет вести к улучшению результатов классификации.



Также было проведено моделирование и показана приемлемость алгоритма восстановления измеряемых сигналов на основе метода «Гусеница»-SSA. Восстановление данных необходимо для применения предложенного ДВП к сигналам.

Представленные подход и алгоритм могут быть применены и в других областях, таких как системы контроля состояния конструкций, медицинские приложения, системы вибродиагностики и др.

Работа выполнена при поддержке гранта Евросоюза FP7, проект UrbanFlood, грант № 248767.

## Литература

1. **Flood** — Data and Statistics. <http://www.preventionweb.net/english/hazards/statistics/> (дата обращения: 22.01.2014).
2. **Wohl E.** Inland Flood Hazards: Human, Riparian, and Aquatic Communities. — Cambridge, Cambridge University Press, 2000. — 518 p.
3. **Baars S., Kempen M.** The Causes and Mechanisms of Historical Dike Failures in the Netherlands. — Official Publication of the European Water Association, 2009. — 14 p.
4. **FLOODsite** project. <http://www.floodsite.net/> (дата обращения: 28.01.2014).
5. **FloodControl** 2015. <http://www.floodcontrol2015.com/> (дата обращения: 28.01.2014).
6. **UrbanFlood** project. <http://www.urbanflood.eu> (дата обращения: 28.01.2014).
7. **Isermann R.** Fault-Diagnosis Systems: an Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance. — Berlin, Berlin Springer, 2006. — 475 p.
8. **Krzhizhanovskaya V. V.** et al. Flood Early Warning System: Design, Implementation and Computational Modules // *Procedia Computer Science*. 2011. N 4. P. 106–115. doi:10.1016/j.procs.2011.04.012
9. **Simm J.** et al. Interpreting Sensor Measurements in Dikes — Experiences from Urbanflood Pilot Sites // *Comprehensive Flood Risk Management / Klijn & Schweckendiek (eds.)*, 2012. P. 327–336. doi:10.1201/b13715-47
10. **Pyayt A. L.** et al. Data-Driven Modelling for Flood Defence Structure Analysis // *Comprehensive Flood Risk Management / Klijn & Schweckendiek (eds.)*, 2013. P. 301–306.
11. **Pyayt A. L.** et al. Machine Learning Methods for Environmental Monitoring and Flood Protection // *World Academy of Science, Engineering and Technology*. 2011. N 5. P. 118–123.
12. **Kondrahov D., Shprits Y., Ghil M.** Gap Filling of Solar Wind Data by Singular Spectrum Analysis // *Geophysical Research Letters*. 2010. N 37. P. 1–6. doi:10.1029/2010gl044138
13. **Mallat S.** Wavelet Tour of Signal Processing. — San Diego, CA: Academic Press, 1999. — 832 p.
14. **Lang B.** et al. Neural Clouds for Monitoring of Complex Systems // *Optical Memory and Neural Networks*. 2008. Vol. 3. N 17. P. 183–192. doi:10.3103/S1060992X08030016
15. **Bishop C.** Pattern Recognition and Machine Learning. — N. Y.: Springer, 2006. — 738 p.
16. **Yousri N. A., Ismal M. A., Kamel M. S.** Fuzzy Outlier Analysis a Combined Clustering-outlier Detection Approach // *Systems, Man and Cybernetics*. 2007. P. 412–418. doi:10.1109/ICSMC.2007.4413873
17. **Lorenc A. C., Rawlins F.** Why Does 4D-Var Beat 3D-Var? // *Quarterly J. of the Royal Meteorological Society*. 2005. N 131(613). P. 3247–3257. doi:10.1256/qj.05.85
18. **Alert Solutions.** <http://www.alertsolutions.nl/?> (дата обращения: 28.01.2014).

UDC 681.51

## Wavelet Transform and One-Class Classification for Dike Health Monitoring

A. P. Kozionov<sup>a, b</sup>, R&D Engineer, Post-Graduate Student, alexey.kozionov@siemens.com

A. L. Pyayt<sup>a, c</sup>, R&D Leading Engineer, Post-Graduate Student, alexander.pyayt@siemens.com

I. I. Mokhov<sup>a</sup>, R&D Expert, ilya.mokhov@siemens.com

U. P. Ivanov<sup>b</sup>, PhD, Tech., Associate Professor, upi@mail.ru

<sup>a</sup>Siemens, Corporate Technology, 3A, Volynskii St., 191186, Saint-Petersburg, Russian Federation

<sup>b</sup>Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaya St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

<sup>c</sup>University of Amsterdam, Science Park 904, 1098 XH, Amsterdam, Netherlands

**Purpose:** Dike health monitoring is a challenging task. The monitoring algorithms must detect abnormal behaviour of a dike online, by signals from remote sensors. Abnormal behaviour is a deviation from normal behaviour, able to cause a failure of the dike or its demolition. Development of these algorithms usually involves knowledge about abnormal and normal dike behaviour. Obtaining the data about abnormal behaviour is often expensive, and the simulation is time-consuming. The goal of this paper is studying and developing algorithms which can learn from historical data of the dike behaviour and detect the current dike state. **Results:** The paper presents an approach and algorithm for dike health monitoring, along with a method of filling gaps in the measurements. The gap-filling algorithm is based on Spectrum Singular Analysis (SSA). To detect abnormal behaviour, machine learning methods are applied

to the characteristics extracted from time-frequency decomposition of the signals. The proposed algorithms are based on classification of wavelet decomposition of multidimensional signals. A one-class classifier “Neural Clouds” is used to estimate the nonlinear fuzzy membership function that checks whether the wavelet decomposition features are within the normal behaviour area. The classifier is trained on the historical data about normal dike behaviour. Fuzzy classifier response changing from 0 to 1 gives an estimation of how close the current state of the dike is to abnormal behaviour. The algorithms have been tested on a dike in Boston, UK, and showed high efficiency. **Practical relevance:** the proposed approach and algorithms were used by Siemens in its AI component which is a part of UrbanFlood Early Warning System.

**Keywords** – Anomaly Detection, Dike Health Monitoring, Intelligent Signal Processing, Wavelets, Neural Clouds, One-Class Classification.

## References

1. *Flood — Data and Statistics*. (2014). Available at: <http://www.preventionweb.net/english/hazards/statistics/> (accessed 22 January 2014).
2. Wohl E. *Inland Flood Hazards: Human, Riparian, and Aquatic Communities*. Cambridge, Cambridge University Press, 2000. 518 p.
3. Baars S., Kempen M. *The Causes and Mechanisms of Historical Dike Failures in the Netherlands*. Official Publication of the European Water Association, 2009. 14 p.
4. *FLOODsite project*. (2014). Available at: <http://www.floodsite.net/> (accessed 28 January 2014).
5. *FloodControl 2015*. (2014). Available at: <http://www.floodcontrol2015.com/> (accessed 28 January 2014).
6. *UrbanFlood project*. (2014). Available at: <http://www.urbanflood.eu> (accessed 28 January 2014).
7. Isermann R. *Fault-Diagnosis Systems: an Introduction from Fault Detection to Fault Tolerance*. Berlin, Berlin Springer, 2006. 475 p.
8. Krzhizhanovskaya V. V., Shirshov G. S., Melnikova N. B., Belleman R. G., Rusadi F. I., Broekhuijsen B. J., Gouldby B. P., Lhomme J., Balis B., Bubak M., Pyayt A. L., Mokhov I. I., Ozhigin A. V., Lang B., Meijer R. J. Flood Early Warning System: Design, Implementation and Computational Modules. *Procedia Computer Science*, 2011, vol. 4, pp. 106–115. doi:10.1016/j.procs.2011.04.012
9. Simm J., Jordan D., Topple A., Mokhov I., Pyayt A., Abdoun T., Bennett V., Broekhuijsen J., Meijer R. Interpreting Sensor Measurements in Dikes — Experiences from Urban-flood Pilot Sites. In: *Comprehensive Flood Risk Management*, Klijn & Schweckendiek (eds.), 2012, pp. 327–336. doi:10.1201/b13715-47
10. Pyayt A. L., Mokhov I. I., Kozionov A. P., Kuserbaeva V. T., Lang B., Krzhizhanovskaya V. V., Meijer R. J. Data-Driven Modelling for Flood Defence Structure Analysis. In: *Comprehensive Flood Risk Management*, Klijn & Schweckendiek (eds.), 2013, pp. 301–306.
11. Pyayt A. L., Mokhov I. I., Lang B., Krzhizhanovskaya V. V., Meijer R. J. Machine Learning Methods for Environmental Monitoring and Flood Protection. *World Academy of Science, Engineering and Technology*, 2011, vol. 5, pp. 118–123.
12. Kondrashov D., Shprits Y., Ghil M. Gap Filling of Solar Wind Data by Singular Spectrum Analysis. *Geophysical Research Letters*, 2010, vol. 37, pp. 1–6. doi:10.1029/2010gl044138
13. Mallat S. *Wavelet Tour of Signal Processing*. San Diego, CA, Academic Press, 1999. 832 p.
14. Lang B., Poppe T., Minin A., Mokhov I., Kuperin Y., Mekler A., Liapakina I. Neural Clouds for Monitoring of Complex Systems. *Optical Memory and Neural Networks*, 2008, vol. 3, no. 17, pp. 183–192. doi:10.3103/S1060992X08030016
15. Bishop C. *Pattern Recognition and Machine Learning*. New York, Springer, 2006. 738 p.
16. Yousri N. A., Ismal M. A., Kamel M. S. Fuzzy Outlier Analysis a Combined Clustering-outlier Detection Approach. *Systems, Man and Cybernetics*, 2007, pp. 412–418. doi:10.1109/ICSMC.2007.4413873
17. Lorenc A. C., Rawlins F. Why Does 4D-Var Beat 3D-Var? *Quarterly Journal of the Royal Meteorological Society*, 2005, vol. 131, no. 613, pp. 3247–3257. doi:10.1256/qj.05.85
18. *Alert Solutions*. (2014). Available at: <http://www.alertsolutions.nl/> (accessed 28 January 2014).

УДК 004.932.2

## АЛГОРИТМ ОПТИМИЗАЦИИ ВЕКТОРНОГО ПОЛЯ В ЗАДАЧЕ ВРЕМЕННОЙ ИНТЕРПОЛЯЦИИ КАДРОВ

А. И. Веселов<sup>а</sup>, ассистент

М. Р. Гильмутдинов<sup>а</sup>, канд. техн. наук, доцент

<sup>а</sup>Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

**Цель:** разработка алгоритма оценки истинного движения для систем интерполяции кадров во времени (временной интерполяции кадров). **Результаты:** предложен алгоритм оценки движения по двум смежным кадрам видеопоследовательности. Алгоритм учитывает модель истинного движения объектов в видеопоследовательностях, основанную на допущении о гладкости векторного поля. При этом в предложенном алгоритме дополнительно обрабатываются ситуации, когда это допущение не верно, в частности, на регионах с границами объектов. В основе алгоритма лежит итеративная процедура решения оптимизационной задачи, введенной в рамках модели. Процедура базируется на постепенном уточнении движения от больших объектов к малым, расчете надежности векторов движения и сглаживании векторного поля с учетом надежных векторов. Результаты работы нового алгоритма представлены для задачи преобразования кадровой скорости на стандартных тестовых множествах. Показано, что простой алгоритм интерполяции, использующий только предложенный метод оценки движения, сравним по эффективности с алгоритмами преобразования кадровой скорости, использующими более сложные эвристики. **Практическая значимость:** предложенный алгоритм позволяет повысить визуальное качество интерполяции промежуточных кадров (данное приложение является одной из ключевых компонент современных телевизионных приемников), что является важной и актуальной задачей в современных системах обработки видеоданных.

**Ключевые слова** — истинная оценка движения, временная интерполяция, оптимизационная задача, векторное поле, модель истинного движения, преобразование кадровой скорости.

### Введение

Процедура временной интерполяции кадров является одним из ключевых блоков многих современных систем обработки визуальных данных, в частности, систем преобразования кадровой скорости в телевизионных приемниках [1], распределенного кодирования видеоданных [2], масштабируемого кодирования видеисточника [3] и т. д. Одним из основных методов, применяемых при временной интерполяции, является оценка истинного движения объектов в видеопоследовательности [4]. С точки зрения теории модель истинного движения хорошо формализована, и существуют алгоритмы, явно учитывающие эту модель при поиске движения. Однако на практике многие допущения, принятые в модели истинного движения, не выполняются, и для временной интерполяции разрабатываются эвристические алгоритмы, часто имеющие высокую сложность (сегментация, выделение текстур и т. п.) [5].

В настоящей статье рассмотрена модель истинного движения объектов в видеопоследовательностях. Предложен алгоритм оценки движения для задачи временной интерполяции кадров. Алгоритм хорошо согласуется с моделью истинного движения и может рассматриваться как частный способ решения оптимизационной задачи, определенной в рамках этой модели. Принцип метода базируется на подходах, основанных на предсказании векторов движения, что способствует точной оценке движения на краях объек-

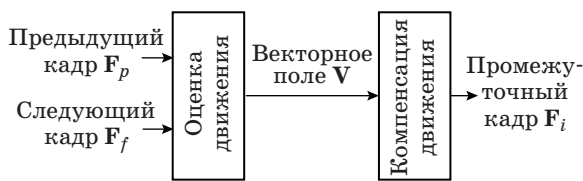
тов при сохранении гладкости векторного поля в целом. Эффективность предложенного алгоритма исследуется с использованием программного комплекса временной интерполяции кадров. В статье приводятся результаты сравнения данного комплекса с известными реализациями алгоритмов временной интерполяции.

### Теоретические основы

Одной из основных задач временной интерполяции кадров является задача точного отслеживания перемещений объектов на оригинальных кадрах видеопоследовательности, называемая задачей поиска истинного движения (true motion estimation). Информация об истинном движении далее используется для корректной интерполяции объектов на промежуточных кадрах. В связи с этим большинство современных алгоритмов временной интерполяции кадров основано на процедурах оценки и компенсации движения (Motion Compensated Frame Interpolation). Обобщенная схема алгоритма интерполяции (рис. 1) включает два основных блока:

— блок оценки движения (Motion Estimation) — применяется для оценки изменений между соседними кадрами, которая оперирует с терминами «вектор движения» и «векторное поле» (множество всех векторов движения);

— блок компенсации движения — применяется для интерполяции нового кадра с использованием информации от предыдущего блока.



■ **Рис. 1.** Обобщенная схема алгоритма интерполяции кадров

Можно выделить две основные задачи, возникающие при временной интерполяции кадров:

- 1) поиск истинного движения;
- 2) обработка регионов на интерполированном кадре, не имеющих вектора движения или имеющих более одного вектора движения [6].

Следует отметить, что задача поиска истинного движения отличается от задачи оценки движения, возникающей при сжатии видеопоследовательностей. В связи с этим для формализации понятия истинного движения, как правило, принимают ряд допущений о векторном поле, отражающих специфику перемещений объектов на кадрах. Одним из наиболее распространенных является допущение о *гладкости* векторного поля, заключающееся в том, что векторы движения, соответствующие пространственно близким регионам, должны быть коррелированы. Как правило, для расчета гладкого векторного поля используются схемы, основанные на предсказании движения. В этих схемах вектор для нового региона оценивается с учетом векторов, сформированных ранее для соседних регионов. Процедура предсказания может осуществляться как в пространственной области, так и во временной. Однако допущение о гладкости векторного поля, как правило, является неверным для регионов, содержащих границы объектов. Поиск истинного движения для таких регионов проводится с помощью предсказания с учетом векторов, полученных по обе стороны границы объекта. Эти предсказания затем используются для инициализации векторов, соответствующих региону, содержащему границу. Подобный подход применяется в одном из первых алгоритмов поиска истинного движения — трехмерном рекурсивном поиске (3D Recursive Search — 3DRS) [7].

Вторая задача временной интерполяции связана с назначением векторов движения областям на интерполированном кадре. Существует два основных подхода к решению этой задачи: однонаправленная [7] и двунаправленная (билатеральная) [8] оценка/компенсация движения.

В соответствии с однонаправленным подходом один из смежных базовых кадров разбивается на непересекающиеся блоки, и для каждого блока ищется наиболее похожий блок в другом кадре. Вектор движения определяется как расстояние

между координатами этих блоков на кадрах. Координаты блока на промежуточном кадре находятся посередине между координатами блоков на базовых кадрах. Интерполяция осуществляется усреднением пикселей, находящихся на совпадающих позициях в блоках, и помещением нового «усредненного» блока в соответствующую позицию на промежуточном кадре. У такого подхода есть существенный недостаток, поскольку в промежуточном кадре возможно появление регионов, для которых интерполяция с использованием найденных векторов будет неоднозначна:

- области, не ассоциированные ни с одним из найденных векторов (так называемые «дыры»);
- регионы, которые ассоциированы с несколькими найденными векторами (так называемые «наложения»).

Двунаправленный подход позволяет избежать этих проблем. В нем основным допущением является допущение о *равномерности* и *прямолинейности* движения объектов, что позволяет разбивать на блоки не один из оригинальных кадров, а интерполируемый кадр. Для каждой фиксированной позиции блока на интерполируемом кадре выполняется поиск похожих блоков на оригинальных кадрах, при котором векторы смещения коллинеарны, разнонаправлены и откладываются относительно блока в интерполируемом кадре. Этот подход не решает проблемы, возникающие из-за появления/исчезновения/наложения объектов на кадрах, но, в отличие от однонаправленного поиска, представляет завершающую процедуру обработки регионов возле этих объектов.

Разработанный алгоритм оценки движения использует пару соседних кадров оригинальной видеопоследовательности  $F_p$  и  $F_f$  для оценки векторного поля  $V$ , описывающего смещение объектов между этими кадрами. Кадры  $F_p$  и  $F_f$  будем называть *базовыми* кадрами. Векторное поле  $V$  используется для интерполяции нового кадра  $F_i$ , расположенного во времени между базовыми кадрами. Кадр  $F_i$  будем называть *интерполированным*, или *промежуточным*, кадром. Здесь и далее будем считать, что обрабатываемые кадры являются многокомпонентными (или цветными) изображениями, представленными одной яркостной компонентой  $Y$  и двумя хроматическими компонентами  $C_b$  и  $C_r$ . Однако следует отметить, что описанная далее методика может быть легко расширена на изображения с произвольным числом компонент.

Модель векторного поля для задачи оценки истинного движения может быть введена как результат оптимизации следующей функции при фиксированных кадрах  $F_p$  и  $F_f$  [9]:

$$V^* = \arg \min_{V \in \Omega} E(F_f, F_p, V), \quad (1)$$

где  $\Omega$  — пространство всех возможных векторных полей  $\mathbf{V}$  и

$$E(\mathbf{F}_f, \mathbf{F}_p, \mathbf{V}) = E_1(\mathbf{F}_f, \mathbf{F}_p, \mathbf{V}) + \alpha E_2(\mathbf{V}). \quad (2)$$

Слагаемое  $E_1$  соответствует энергии разностного кадра между кадрами  $\mathbf{F}_p$  и  $\mathbf{F}_f$  с использованием векторного поля  $\mathbf{V}$ ; слагаемое  $E_2$  отражает гладкость поля  $\mathbf{V}$ ;  $\alpha \geq 0$  — коэффициент регуляризации между энергией разностного кадра и гладкостью векторного поля. Следует отметить, что обычно  $E_2$  является обратным значением к гладкости, т. е. меньшее значение  $E_2$  соответствует более гладкому полю  $\mathbf{V}$ .

Сформулированную оптимизационную задачу можно пояснить следующим образом: алгоритм оценки движения должен найти такое гладкое векторное поле, которое минимизирует энергию разностного кадра. Коэффициент  $\alpha$  служит для балансировки между гладкостью и энергией. В том случае, если значение  $\alpha$  близко к нулю, оптимальное векторное поле будет доставлять глобальный минимум энергии разностного кадра, но векторы движения при этом могут быть хаотичны. С другой стороны, большое значение  $\alpha$  приводит к тому, что оптимальное векторное поле может быть чрезмерно сглаженным и не обеспечивать хорошего совпадения базовых кадров. Промежуточные значения  $\alpha$  соответствуют сбалансированному гладкому векторному полю, обеспечивающему приемлемое совпадение базовых кадров.

Предположим, что в пространстве  $\Omega$  введено отношение соседства. Обозначим через  $N(\mathbf{V})$  множество соседей  $\mathbf{V}$  в  $\Omega$ . Говорят, что векторное поле  $\mathbf{V}^*$  доставляет *локальный* минимум  $E$  при фиксированных кадрах  $\mathbf{F}_p$  и  $\mathbf{F}_f$  тогда и только тогда, когда для всех  $\mathbf{V} \in N(\mathbf{V})$  выполняется соотношение

$$E(\mathbf{F}_f, \mathbf{F}_p, \mathbf{V}^*) \leq E(\mathbf{F}_f, \mathbf{F}_p, \mathbf{V}). \quad (3)$$

В том случае, если (3) выполняется для всех  $\mathbf{V} \in \Omega$ , говорят, что векторное поле  $\mathbf{V}$  доставляет *глобальный* минимум  $E$ .

Следует отметить, что существуют алгоритмы, которые позволяют искать минимумы функции (2) в явном виде [10]. Так как функция (2) зависит от большого числа параметров и не является унимодальной, найденные минимумы являются, как правило, локальными. Однако следует отметить, что с помощью формулы (2) описывается только *модель* движения, и векторные поля, соответствующие локальным и глобальным минимумам этой модели, не обязательно точно отражают истинное движение объектов на кадрах. В частности, модель не учитывает неравномерность движения на границах объектов, где векторное поле обычно не является гладким. Поэтому

найденное для данной модели решение не гарантирует оптимального визуального качества интерполяции. В связи с этим более хорошие результаты с точки зрения визуального качества достигаются с использованием подоптимальных алгоритмов, рассматривающих оптимизацию (1) неявно. Такие алгоритмы, как правило, с одной стороны, основаны на эвристических подходах, нацеленных на повышение визуального качества интерполированных кадров, а с другой стороны, неявно косвенно минимизируют (2), т. е. выдают результат, согласованный с моделью истинного движения. Разработанный алгоритм оценки движения принадлежит именно к такому классу алгоритмов.

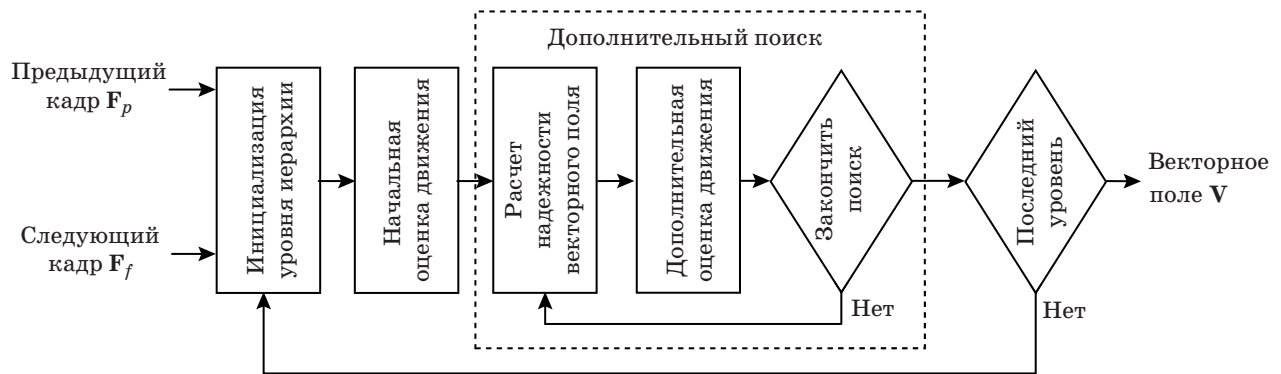
Процедура поиска оптимального вектора движения, лежащая в основе всех методов оценки движения, также может быть реализована с использованием либо полного перебора всех возможных векторов (оптимальный поиск), либо некоторого подоптимального алгоритма. Полный перебор оптимален в том смысле, что он гарантирует минимум ошибки  $E_1$  в (2). В ряде работ [11] указывается, что полный перебор плохо согласуется с поиском истинного движения, особенно на текстурных регионах. Кроме того, процедура полного перебора всех векторов обладает высокой вычислительной сложностью. В связи с этим поиск оптимального вектора в задаче оценки истинного движения, как правило, осуществляется с использованием подоптимальных методов, например, градиентного спуска.

В основе разработанного алгоритма оценки движения (рис. 2) лежит многоуровневая иерархическая билатеральная процедура блочной оценки движения с дополнительным итеративным поиском. На каждом уровне иерархии для фиксированного размера блока выполняются три операции:

- 1) инициализация уровня иерархии для подготовки кадров к оценке движения;
- 2) начальная оценка движения, используемая для поиска предварительного векторного поля, доставляющего локальный минимум  $E_1$  в (2);
- 3) итеративный дополнительный поиск, повышающий гладкость векторного поля [уменьшение  $E_2$  в (2)].

На каждом уровне иерархии выполняется оценка движения для блоков фиксированного размера. Здесь и далее будем называть процесс обработки одного уровня *стадией*. Выходом стадии является векторное поле  $\tilde{\mathbf{V}}^*$ , доставляющее локальный минимум (2). Полученные векторы движения используются в качестве начального смещения на следующей стадии.

Иерархическая оценка реализована с использованием многосеточного подхода — размер блока уменьшается с номером стадии [12]. Идея такого подхода заключается в том, что сначала



■ Рис. 2. Схема предложенного алгоритма оценки движения

выполняется поиск движения для больших областей на базовых кадрах, затем полученные векторы уточняются для все меньших и меньших регионов. Такой метод позволяет осуществлять поиск локального смещения объектов с учетом глобального движения в кадре.

Начальная оценка движения является первой процедурой поиска векторов на стадии, при этом все блоки обрабатываются независимо друг от друга. После завершения начальной оценки каждому блоку на промежуточном кадре поставлен в соответствие вектор движения, минимизирующий ошибку сопоставления блоков (block matching) при градиентном спуске. Затем применяется дополнительный поиск для повышения гладкости полученного векторного поля. Процедура дополнительного поиска реализована как итеративный процесс, основанный на *предсказании* с учетом надежности векторов. Вектор считается надежным, если соответствующая ему билатеральная ошибка сопоставления мала (маленькое значение слагаемого  $E_1$ ) и его значение коррелировано со значениями соседей (маленькое значение слагаемого  $E_2$ ), т. е. вектор согласован с моделью истинного движения. Процесс предсказания оперирует с надежными векторами из множества соседей текущего блока на данном уровне иерархии и с надежными векторами на предыдущих уровнях иерархии. Эти векторы формируют множество кандидатов для интерполяции текущего блока. Кандидаты используются для инициализации градиентного спуска при поиске оптимального вектора для текущего блока. Следует отметить, что подобная процедура должна быть повторена несколько раз для того, чтобы исправить все ненадежные векторы. Таким образом, итеративность дополнительного поиска позволяет распространить влияние надежных векторов в векторном поле.

Суммарное значение  $E$  в (2) уменьшается по двум причинам:

— кандидаты для инициализации градиентного спуска берутся из «гладкого» множества надежных векторов соседних блоков;

— вектор для текущего блока замещается на результат градиентного спуска только в том случае, если ошибка сопоставления, полученная после поиска оптимального вектора с использованием векторов из множества кандидатов, не превышает начальную ошибку сопоставления.

Следует отметить, что начальная оценка движения на следующей стадии может привести к увеличению слагаемого  $E_2$  в (2). Как правило, это не влияет на стабильность векторного поля в том случае, когда оценка движения выполняется для больших блоков, так как они соответствуют смещению больших объектов на кадрах. Однако при оценке движения маленькими блоками данный эффект может привести к существенному увеличению «шума» в векторном поле, который, возможно, не удастся сгладить при дополнительном поиске. Для обработки таких ситуаций разработанный алгоритм оценки движения добавляет, как и в работе [7], *пенальти* при сравнении блоков. Пенальти — это константное слагаемое, добавляемое к ошибке сопоставления блоков для векторов, отклоняющихся от предсказанного значения. Значение пенальти инициализируется небольшим значением и растет с увеличением номера стадии, что позволяет избежать существенных отклонений от предсказанных значений векторов при оценке движения малыми блоками.

В следующих разделах приведено полное формальное описание разработанного алгоритма оценки движения.

### Инициализация уровня иерархии

Каждый уровень иерархии инициализируется перед выполнением оценки движения. Для упрощения обозначений будем полагать, что выполняются соотношения

$$\frac{W}{2^{h_{\max}}} \in \mathbb{N}; \quad \frac{H}{2^{h_{\max}}} \in \mathbb{N},$$

где  $W$  и  $H$  — ширина и высота кадров видеоследовательности соответственно;  $h_{\max}$  — индекс максимального уровня иерархии.

При инициализации уровня иерархии выполняются следующие операции:

- подготовка сетки блоков на промежуточном кадре;
- расширение базовых кадров.

Подготовка сетки блоков заключается в разбиении множества координат пикселей промежуточного кадра на подмножества непересекающихся блоков фиксированного размера. Для упрощения изложения будем считать, что используются квадратные блоки, и размер блока на уровне с номером  $h$  определяется как  $2^h \times 2^h$ .

Назовем множество координат пикселей на кадре сеткой пикселей. Формально сетку пикселей можно определить как

$$P = \{ \mathbf{p} = (y, x)^T \mid y \in Y, x \in X \},$$

где  $Y = \{1, 2, \dots, H\}$ ;  $X = \{1, 2, \dots, W\}$ . Значение пикселя в координате  $\mathbf{p} = (y, x)^T$  на кадре  $\mathbf{F}$  задается как триплет  $\mathbf{F}(\mathbf{p}) = (\mathbf{Y}(\mathbf{p}), \mathbf{Cb}(\mathbf{p}), \mathbf{Cr}(\mathbf{p}))$ .

Определим сетку блоков на уровне  $h$  как

$$G^{(h)} = \{ \mathbf{g}_{i,j}^{(h)} = (i, j)^T \mid i \in I^{(h)}, j \in J^{(h)} \},$$

где  $I^{(h)} = \{1, 2, \dots, H^{(h)}\}$ ;  $J^{(h)} = \{1, 2, \dots, W^{(h)}\}$ ,  $H^{(h)} = H/2^h$ ,  $W^{(h)} = W/2^h$  — высота и ширина сетки блоков соответственно. Отметим, что для  $h = 0$  сетка блоков совпадает с сеткой пикселей. Множество координат пикселей, находящихся в блоке с индексом  $(i, j)^T$  на уровне  $h$ , определим как

$$B_{i,j}^{(h)} = \{ (y, x)^T \in P \mid y \in Y_i^{(h)}, x \in X_j^{(h)} \},$$

где  $Y_i^{(h)} = \{(i-1)2^h + 1, \dots, i2^h\}$ ;  $X_j^{(h)} = \{(j-1)2^h + 1, \dots, j2^h\}$ .

Следует отметить, что описанная процедура сопоставления координат пикселей блокам уменьшает размер блока (число пикселей, входящих в блок) с ростом номера уровня иерархии. При этом каждый блок разбивается на четыре блока меньшего размера на следующем уровне. Индексы блоков, включающих одни и те же координаты пикселей на смежных уровнях иерархии, рассчитываются по формуле

$$\mathbf{g}_{i,j}^{(h)} \leftrightarrow \{ \mathbf{g}_{2i-1,2j-1}^{(h+1)}, \mathbf{g}_{2i-1,2j}^{(h+1)}, \mathbf{g}_{2i,2j-1}^{(h+1)}, \mathbf{g}_{2i,2j}^{(h+1)} \}.$$

Множество координат блоков на вышележащих уровнях для блока  $\mathbf{g}_{i,j}^{(h)}$  вычисляется по формуле

$$N_{i,j}^{(h)} = \left\{ \mathbf{g}_{k,l}^{(m)} = \left( \frac{i}{d}, \frac{j}{d} \right)^T \mid m = \overline{1, h-1}, d = \frac{2^h}{2^m} \right\}.$$

Приведенные соотношения завершают описание процедуры подготовки сетки блоков на про-

межуточном кадре. Вторая процедура инициализации уровня иерархии применяется только к базовым кадрам. Она заключается в расширении этих кадров за счет добавления дополнительных  $M_b$  столбцов и  $M_b$  строк к верхней, нижней, левой и правой границам кадра,  $M_b$  — параметр алгоритма. Это делается для улучшения поиска на краях изображений. Проведенные эксперименты показывают, что в среднем лучшие результаты достигаются с использованием  $M_b = 4$ . Расширение кадров осуществляется умножением пикселей с соответствующей границы кадра. Обозначим множество координат пикселей в расширенном базовом кадре на уровне  $h$  через  $P^{(h)}$ .

### Начальная оценка движения

Задача начальной оценки движения заключается в поиске билатерального вектора движения для каждого блока на промежуточном кадре. Все блоки на данном этапе обрабатываются независимо друг от друга. В качестве процедуры поиска вектора движения в разработанном алгоритме используется градиентный спуск с пены, который можно формально описать как последовательность следующих шагов (обновлений):

$$\mathbf{v}^{(k)}(\mathbf{g}_{i,j}^{(h)}) = \arg \min_{\mathbf{c} \in C_{i,j}^{(k)}} R(\mathbf{c}, \mathbf{g}_{i,j}^{(h)}),$$

где через  $k = 1, 2, \dots, k_m$  обозначен номер шага;  $\mathbf{v}^{(k)}(\mathbf{g}_{i,j}^{(h)})$  — вектор движения для блока  $\mathbf{g}_{i,j}^{(h)}$ ;  $h$  — номер текущего уровня иерархии;  $\mathbf{c}$  — вектор-кандидат;  $C_{i,j}^{(k)}$  — множество векторов-кандидатов, определенное как

$$C_{i,j}^{(k)} = \left\{ \mathbf{c} \mid \mathbf{c} = \mathbf{v}^{(k-1)}(\mathbf{g}_{i,j}^{(h)}) + \mathbf{u} \right\},$$

где  $\mathbf{u} \in U$  — векторы обновления,

$$U = \left\{ \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} \pm 1 \\ 0 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 0 \\ \pm 1 \end{pmatrix} \right\}.$$

Начальный вектор для градиентного спуска определяется как

$$\mathbf{v}^{(0)}(\mathbf{g}_{i,j}^{(h)}) = \mathbf{v} \left( \frac{\mathbf{g}_{i,j}^{(h-1)}}{2} \right),$$

где  $\mathbf{v}(\mathbf{g}_{i,j}^{(h-1)})$  — вектор с предыдущего уровня иерархии (для первого уровня используется нулевое смещение).

Функция  $R(\cdot)$  описывает ошибку сопоставления блока. В данной работе в качестве этой функции предлагается использовать следующий

функционал, основанный на сумме абсолютных разностей (Sum of Absolute Differences):

$$R(\mathbf{c}, \mathbf{g}_{i,j}^{(h)}) = \left[ \frac{1}{|B_{i,j}^{(h)}|} \sum_{\mathbf{p} \in B_{i,j}^{(h)}} WD(\mathbf{p}, \mathbf{c}) \right] + \beta^h \left\| \mathbf{c} - \mathbf{v}^{(k-1)}(\mathbf{g}_{i,j}^{(h)}) \right\|,$$

где  $\beta^h$  — параметр алгоритма, используемый для добавления штрафа к ошибке сопоставления для векторов, отличающихся от предсказанного значения;

$$WD(\mathbf{p}, \mathbf{c}) = \begin{cases} \langle \mathbf{w}, \mathbf{D}(\mathbf{p}, \mathbf{c}) \rangle, & \text{если } \mathbf{p} \pm \mathbf{c} \in P^{(h)} \\ \infty, & \text{иначе} \end{cases}.$$

Здесь через  $\langle \cdot, \cdot \rangle$  обозначено скалярное произведение векторов и

$$\mathbf{D}(\mathbf{p}, \mathbf{c}) = |\mathbf{F}_f(\mathbf{p} - \mathbf{c}) - \mathbf{F}_p(\mathbf{p} + \mathbf{c})|.$$

Значение коэффициента  $\mathbf{w} = (1, 2, 2)$  [13].

Градиентный спуск выполняется для каждого блока в сетке независимо. Поиск оптимального вектора для блока заканчивается тогда, когда либо достигается максимальное количество шагов, либо вектор движения, рассчитанный на текущем шаге, совпадает с результатом предыдущего шага, формально

$$GSS = (k = k_{\max}) \text{ или } \left( \mathbf{v}^{(k)}(\mathbf{g}_{i,j}^{(h)}) = \mathbf{v}^{(k-1)}(\mathbf{g}_{i,j}^{(h)}) \right).$$

Обозначим описанную процедуру градиентного спуска для блока, находящегося в сетке блоков на позиции  $\mathbf{g}_{i,j}^{(h)}$ , через  $GS(\mathbf{g}_{i,j}^{(h)})$ . Выходом  $GS(\mathbf{g}_{i,j}^{(h)})$  является вектор движения  $\mathbf{v}(\mathbf{g}_{i,j}^{(h)})$ , оптимальный для критерия ошибки сопоставления блока  $R(\mathbf{v}(\mathbf{g}_{i,j}^{(h)}), \mathbf{g}_{i,j}^{(h)})$ . Для упрощения обозначений далее будем сокращать  $R(\mathbf{v}(\mathbf{g}_{i,j}^{(h)}), \mathbf{g}_{i,j}^{(h)})$  как  $e_{i,j}^{(h)}$ , а  $\mathbf{v}(\mathbf{g}_{i,j}^{(h)})$  — до  $\mathbf{v}_{i,j}^{(h)}$ .

Результатом процедуры начальной оценки движения являются векторное поле  $\mathbf{V}^{(h)} = \{\mathbf{v}_{i,j}^{(h)}\}$  и множество ошибок сопоставления блоков  $\mathbf{V}^{(h)} = \{e_{i,j}^{(h)}\}$ ,  $i \in I^{(h)}$ ,  $j \in J^{(h)}$ .

### Итеративный дополнительный поиск

Дополнительный поиск реализован как последовательная итеративная процедура, на каждой итерации которой осуществляются следующие действия:

- 1) расчет надежностей векторов движения;
- 2) дополнительная оценка движения;
- 3) анализ критериев завершения дополнительного поиска.

На каждой итерации  $n$  вычисляется уточненная версия  $\mathbf{V}_n^{(h)}$  векторного поля с предыдущей итерации  $\mathbf{V}_n^{(h-1)}$  (или поля с начальной оценки движения, если итерация первая).

Расчет надежностей векторов движения используется для сопоставления каждого вектора с некоторой меткой класса, показывающей «качество» вектора относительно его ошибки сопоставления и локальной гладкости векторного поля. В разработанном алгоритме используются метки классов 0, 1, 2 и 3, где класс 3 соответствует наиболее надежному вектору.

Метод расчета надежности основан на подходе, описанном в работе [14], единственное отличие заключается в том, что в разработанном алгоритме предлагается всегда использовать метку класса 0 для блоков, находящихся на границе кадра. Таким образом, расчет метки надежности для вектора  $\mathbf{v}_{i,j}^{(h)}$  осуществляется по следующему правилу:

$$r_{i,j}^{(h)} = \begin{cases} 0, & \text{если } i \in \{1, H^{(h)}\} \text{ или } j \in \{1, W^{(h)}\} \\ 1, & \text{если } e_{i,j}^{(h)} > T_1 \\ 2, & \text{если } s_{i,j}^{(h)} > sa_{i,j}^{(h)} \text{ и } s_{i,j}^{(h)} > T_2 \\ 3, & \text{иначе} \end{cases},$$

где  $s_{i,j}^{(h)}$  и  $sa_{i,j}^{(h)}$  являются характеристиками локальной гладкости векторного поля и рассчитываются в соответствии с работой [14].

Дополнительная оценка движения выполняется для каждого блока на промежуточном кадре. Для блока  $\mathbf{g}_{i,j}^{(h)}$  строится множество векторов-кандидатов:

$$CS_{i,j}^{(h)} = \left\{ \mathbf{v}_{k,l}^{(h)} \mid r_{k,l}^{(h)} \geq r_{i,j}^{(h)}, \mathbf{g}_{k,l}^{(h)} \in N(\mathbf{g}_{i,j}^{(h)}) \right\} \cup \left\{ \mathbf{v}_{k,l}^{(m)} \mid r_{k,l}^{(m)} \geq r_{i,j}^{(h)}, \mathbf{g}_{k,l}^{(m)} \in H_{i,j}^{(h)} \right\},$$

где  $N(\mathbf{g}_{i,j}^{(h)})$  — множество блоков, соседних с блоком  $\mathbf{g}_{i,j}^{(h)}$ :

$$N(\mathbf{g}_{i,j}^{(h)}) = \left\{ \mathbf{g}_{k,l}^{(h)} \in G^{(h)} \mid \left\| \mathbf{g}_{k,l}^{(h)} - \mathbf{g}_{i,j}^{(h)} \right\|_2 \leq t, t > 0 \right\}.$$

Здесь  $t$  — некоторый заранее заданный порог, определяющий размер множества соседних блоков. В данной работе используется значение  $t = \sqrt{2}$ .

Множество  $CS_{i,j}^{(h)}$  включает надежные векторы из множества соседей блока  $\mathbf{g}_{i,j}^{(h)}$  на уровне  $h$ , а также надежные векторы, соответствующие данному блоку, на предыдущих уровнях иерархии.

Затем для блока  $\mathbf{g}_{i,j}^{(h)}$  выполняется процедура градиентного спуска с использованием векторов из  $CS_{i,j}^{(h)}$  в качестве начальных смещений. Вектор с минимальной ошибкой сопоставления выбира-



ется в качестве оптимального для  $\mathbf{g}_{i,j}^{(h)}$ . Если есть несколько векторов, дающих одинаковое значение минимума при градиентном спуске, решение принимается на основе анализа локальной гладкости: вектор, обеспечивающий наиболее гладкое поле, выбирается как оптимальный. После выбора вектора происходит обновление надежности для блока  $\mathbf{g}_{i,j}^{(h)}$ .

Расчет надежностей и дополнительный поиск повторяются несколько раз до тех пор, пока либо не будет достигнуто максимальное число итераций, либо векторное поле не будет сильно изменяться между итерациями:

$$AS = (n = n_{\max}^{(h)}) \text{ или } \left( \sum_{i=1}^{H^{(h)}} \sum_{j=1}^{W^{(h)}} I(d_{i,j} > T_{s1}^{(h)}) < T_s^{(h)} \right),$$

где  $d_{i,j} \in \left| \mathbf{V}_n^{(h)} - \mathbf{V}_{n-1}^{(h)} \right|$  и  $I(\cdot)$  — индикаторная функция, определенная как

$$I(X) = \begin{cases} 1, & \text{если } X \text{ принимает истинное значение} \\ 0, & \text{иначе} \end{cases}.$$

Результатом дополнительного поиска является уточненное векторное поле  $\mathbf{V}^{(h)}$ , которое используется для инициализации векторов движения на следующем уровне иерархии.

### Экспериментальные результаты

Для оценки эффективности разработанного алгоритма был проведен ряд экспериментов по интерполяции кадров в реальных видеопоследовательностях для задачи увеличения кадровой скорости в 2 раза. В качестве тестового множества был взят стандартный набор последовательностей [15]. Для выполнения экспериментов все последовательности были предварительно проре-

жены в 2 раза за счет удаления кадров с четными номерами. Затем удаленные кадры были восстановлены с использованием алгоритмов преобразования кадровой скорости. В работе были рассмотрены следующие алгоритмы:

- метод, разработанный в Московском государственном университете (MSU) [16];

- метод, используемый в проекте Smooth Video Project (SVP) [17];

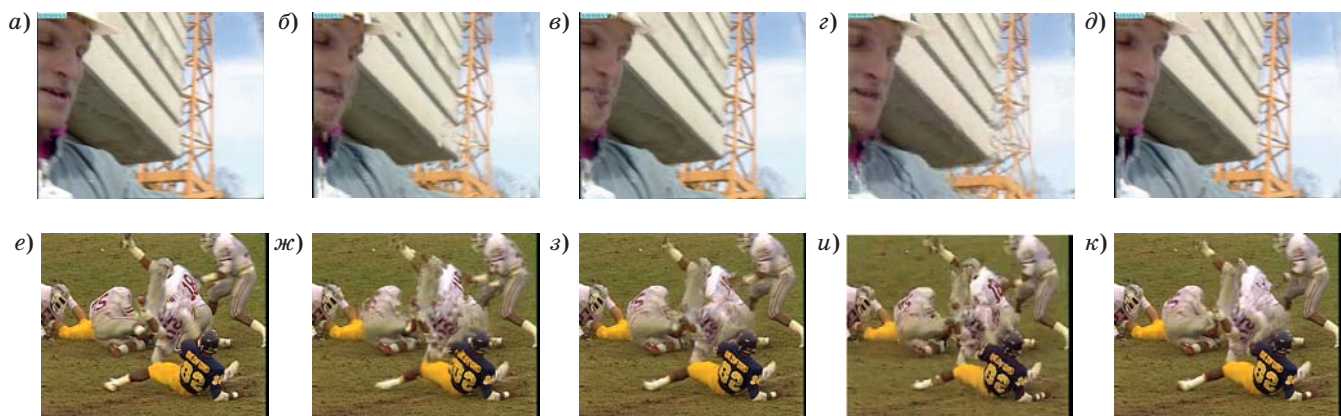
- алгоритм временной интерполяции кадров (Nguyen), описанный в работе [13];

- метод, основанный на предложенной процедуре оценки движения (PROP). В качестве метода компенсации движения в алгоритме используется компенсация движения с перекрытиями блоков (Overlapped Block Motion Compensation [18]).

Сравнение алгоритмов проводилось по критерию среднего отношения сигнал-шум (Peak Signal-to-Noise Ratio) для компоненты Y (Y-PSNR).

Для всех сравниваемых алгоритмов были выставлены параметры, соответствующие максимальному качеству интерполяции. Визуальное сравнение приведено на рис. 3. Объективное сравнение алгоритмов по критерию среднего Y-PSNR приведено в таблице.

Расчет Y-PSNR выполнялся дважды для каждой последовательности: для кадра целиком и для области кадра с некоторым сдвигом от границ. Такой метод расчета связан с тем, что предложенный алгоритм, в отличие от методов SVP и MSU, не использует никакой дополнительной обработки на краях кадров. В связи с этим ошибка предложенного алгоритма в этих регионах существенно превышает ошибку остальных алгоритмов. Использование отступа позволяет провести оценку в тех регионах, где алгоритмы находятся в одинаковых условиях. Видно, что предложенный алгоритм, основанный на простых процедурах оценки и компенсации движения,



■ **Рис. 3.** Визуальное сравнение для 186-го кадра последовательности Foreman: *a* — оригинал; *б* — MSU, PSNR = 26,24; *в* — SVP, PSNR = 27,63; *г* — Nguyen, PSNR = 24,85; *д* — PROP, PSNR = 27,23 — и 220-го кадра последовательности Football: *е* — оригинал; *ж* — MSU, PSNR=21,79; *з* — SVP, PSNR=22,25; *и* — Nguyen, PSNR = 22,21; *к* — PROP, PSNR = 22,54

■ Объективное сравнение по критерию среднего PSNR

Последовательность	PSNR, отступ 0			PSNR, отступ 32		
	MSU	SVP	PROP	MSU	SVP	PROP
Bus	<b>27,99</b>	27,32	26,90	<b>27,68</b>	26,30	26,66
Football	22,94	24,03	<b>24,23</b>	22,46	23,51	<b>23,97</b>
Foreman	34,12	<b>34,35</b>	34,34	34,82	34,91	<b>35,28</b>
Mobile	31,09	<b>31,23</b>	30,28	31,21	<b>31,39</b>	30,33
Soccer	26,40	<b>28,20</b>	27,73	26,40	<b>28,22</b>	28,15
Stefan	26,18	<b>27,98</b>	27,40	26,68	28,10	<b>28,28</b>
Tennis	31,34	<b>32,25</b>	<b>32,25</b>	30,48	31,22	<b>31,35</b>

показывает результаты, сравнимые с результатами сложных алгоритмов интерполяции кадров, а при обработке некраевых блоков даже превосходит эти алгоритмы (кроме последовательностей со сложными текстурными регионами — Bus, Mobile).

**Заключение**

В статье описан итеративный алгоритм иерархической оценки движения для систем временной интерполяции кадров в видеопоследовательностях. Представлены результаты сравнительного анализа ряда известных алгоритмов интерполяции и простой схемы, использующей предложен-

ный подход. Показано, что разработанный метод оценки движения обеспечивает высокое качество интерполяции промежуточных кадров, сравнимое с результатами более сложных подходов. Предложенный метод поиска движения может быть использован в ряде прикладных задач, например, в устройствах преобразования кадровой скорости, системах распределенного кодирования видеоисточников, алгоритмах сжатия и передачи видеоданных.

Работа выполнена при финансовой поддержке Минобрнауки России в рамках базовой части государственного задания вузу на 2014 год (проект № 2452).

**Литература**

1. Gedik O., Tretken E., Alatan A. Signals and Communication Technology: High Quality Visual Experience. — Berlin, Springer Berlin Heidelberg, 2010. P. 219–244.
2. Girod B., Aaron A., Rane S., Rebollo-Moderer D. Distributed Video Coding // Proc. of the IEEE. 2005. N 1. P. 71–83. doi:10.1109/JPROC.2004.839619
3. Schwarz H., Marpe D., Wiegand T. Overview of the Scalable Video Coding Extensions of the H.264/AVC Standard // IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology. 2007. N 9. P. 1103–1120. doi:10.1109/TCSVT.2007.905532
4. Dikbas S., Altunbasak Y. Novel True-Motion Estimation Algorithm and its Application to Motion-Compensated Temporal Frame Interpolation // IEEE Transactions on Image Processing. 2013. N 8. P. 2931–2945. doi:10.1109/TIP.2012.2222893
5. Jeong S. G., Lee C., Kim C. S. Motion-Compensated Frame Interpolation Based on Multihypothesis Motion Estimation and Texture Optimization // IEEE Transactions on Image Processing. 2013. N 11. P. 4497–4509. doi:10.1109/TIP.2013.2274731
6. Bartels C., De Haan G. Occlusion Classifiers for Picture Rate Conversion // SPIE Digital Library. 2009. N 7257. <http://proceedings.spiedigitallibrary.org/proceeding.aspx?articleid=813521> (дата обращения: 17.04.2014). doi:10.1117/12.805959
7. De Haan G., Biezen P., Huijgen H., Ojo O. True-motion Estimation with 3-D Recursive Search Block Matching // IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology. 1993. N 5. P. 368–379. doi:10.1109/76.246088
8. Choi B. T., Lee S. H., Ko S. J. New Frame Rate Up-Conversion Using Bi-Directional Motion Estimation // IEEE Transactions on Consumer Electronics. 2000. N 3. P. 603–609. doi:10.1109/30.883418
9. Rajala S., Abdelqadar I., Bilbro G., Snyder W. Motion Estimation Optimization // Proc. of IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP 1992), San Francisco, Mar. 23–26, 1992. P. 253–256. doi:10.1109/ICASSP.1992.226203
10. Boykov Y., Kolmogorov V. An Experimental Comparison of Min-Cut/Max-Flow Algorithms for Energy Minimization in Vision // IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence. 2004. N 9. P. 1124–1137. doi:10.1109/TPAMI.2004.60
11. Braspenning R., De Haan G. True-Motion Estimation Using Feature Correspondences // Proc. of Visual Communications and Image Processing (VCIP 2004), San Jose, Jan. 2004. P. 396–407. doi:10.1117/12.525625
12. Heinrich A., Bartels C., Van Der Vleuten R., Cordes C., De Haan G. Optimization of Hierarchical 3DRS Motion Estimators for Picture Rate Conversion // IEEE J. of Selected Topics in Signal Processing. 2011. N 2. P. 262–274. doi:10.1109/JSTSP.2010.2063014

13. Huang A. M., Nguyen T. Motion Vector Processing Using the Color Information // Proc. of the 16th IEEE Intern. Conf. on Image Processing (ICIP 2009). Nov. 2009. P. 1605–1608. doi:10.1109/ICIP.2009.5413657
14. Huang A. M., Nguyen T. Correlation-Based Motion Vector Processing with Adaptive Interpolation Scheme for Motion-Compensated Frame Interpolation // IEEE Transaction on Image Processing. 2009. N 4. P. 740–752. doi:10.1109/TIP.2008.2010206
15. Набор тестовых последовательностей Xiph.org. <http://media.xiph.org/video/derf> (дата обращения: 17.04.2014).
16. Фильтр преобразования кадровой скорости MSU. [http://www.compression.ru/video/frame\\_rate\\_conversion/index\\_msu.html](http://www.compression.ru/video/frame_rate_conversion/index_msu.html) (дата обращения: 17.04.2014).
17. Фильтр преобразования кадровой скорости SVP. <http://avisynth.org.ru/mvtools/mvtools2.html> (дата обращения: 17.04.2014).
18. Orchard M., Sullivan G. Overlapped Block Motion Compensation: an Estimation-Theoretic Approach // IEEE Transactions on Image Processing. 1994. N 5. P. 693–699. doi:10.1109/83.334974

UDC 004.932.2

### Algorithm of Motion Field Optimization for Temporal Frame Interpolation

Veselov A. I.<sup>a</sup>, Assistant Professor, anton.veselov@gmail.com

Gilmutdinov M. R.<sup>a</sup>, PhD, Tech., Associate Professor, mgilmutdinov@gmail.com

<sup>a</sup>Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaya St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** Development of a true motion estimation algorithm for temporal frame interpolation. **Results:** The paper proposes a new true motion estimation algorithm which considers both the model of true motion of objects in video sequences and the cases when this model is incorrect, e.g. at the boundaries of the objects. The algorithm is based on iterative search of the local minima for the optimization problem introduced in the framework of the model. The search procedure assumes coarse-to-fine refinement of motion from large objects to small ones, motion reliability estimation and reliability-based smoothing of the motion field. The paper evaluates the algorithm for the problem of frame rate up-conversion on a set of standard test sequences. It is shown that a simple interpolation algorithm based on the proposed motion estimation method demonstrates performance comparable to the existing frame rate up-conversion schemes based on more sophisticated heuristics. **Practical relevance:** The proposed algorithm can enhance the visual quality of temporal frame interpolation (a key component in modern TV receivers) which is an important task for video processing systems.

**Keywords** — True Motion Estimation, Optimization Problem, Temporal Frame Interpolation, Motion Field, True Motion Model.

### References

- Gedik O., Tretken E., Alatan A. *Signals and Communication Technology: High Quality Visual Experience*. Berlin, Springer Berlin Heidelberg, 2010, pp. 219–244.
- Girod B., Aaron A., Rane S., Rebollo-Modero D. Distributed Video Coding. *Proc. of the IEEE*, 2005, vol. 93, no. 1, pp. 71–83. doi:10.1109/JPROC.2004.839619
- Schwarz H., Marpe D., Wiegand T. Overview of the Scalable Video Coding Extensions of the H.264/AVC Standard. *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, 2007, vol. 17, no. 9, pp. 1103–1120. doi:10.1109/TCSVT.2007.905532
- Dikbas S., Altunbasak Y. Novel True-Motion Estimation Algorithm and its Application to Motion-Compensated Temporal Frame Interpolation. *IEEE Transactions on Image Processing*, 2013, vol. 22, no. 8, pp. 2931–2945. doi:10.1109/TIP.2012.2222893
- Jeong S. G., Lee C., Kim C. S. Motion-Compensated Frame Interpolation Based on Multihypothesis Motion Estimation and Texture Optimization. *IEEE Transactions on Image Processing*, 2013, vol. 22, no. 11, pp. 4497–4509. doi:10.1109/TIP.2013.2274731
- Bartels C., de Haan G. Occlusion Classifiers for Picture Rate Conversion. *SPIE Digital Library*, 2009, vol. 7257. Available at: <http://proceedings.spiedigitallibrary.org/proceeding.aspx?articleid=813521> (accessed 17 April 2014). doi:10.1117/12.805959
- De Haan G., Biezen P., Huijgen H., Ojo O. True-motion Estimation with 3-D Recursive Search Block Matching. *IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology*, 1993, vol. 3, no. 5, pp. 368–379. doi:10.1109/76.246088
- Choi B. T., Lee S. H., Ko S. J. New Frame Rate Up-Conversion Using Bi-Directional Motion Estimation. *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, 2000, vol. 46, no. 3, pp. 603–609. doi:10.1109/30.883418
- Rajala S., Abdelqadar I., Bilbro G., Snyder W. Motion Estimation Optimization. *Proc. of IEEE Intern. Conf. on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP 1992)*, San Francisco, March 23–26, 1992, pp. 253–256. doi:10.1109/ICASSP.1992.226203
- Boykov Y., Kolmogorov V. An Experimental Comparison of Min-Cut/Max-Flow Algorithms for Energy Minimization in Vision. *IEEE Transactions on Pattern Analysis and Machine Intelligence*, 2004, vol. 26, no. 9, pp. 1124–1137. doi:10.1109/TPAMI.2004.60
- Braspenning R., De Haan G. True-Motion Estimation Using Feature Correspondences. *Proc. of Visual Communications and Image Processing (VCIP 2004)*, San Jose, January 2004, pp. 396–407. doi:10.1117/12.525625
- Heinrich A., Bartels C., Van Der Vleuten R., Cordes C., De Haan G. Optimization of Hierarchical 3DRS Motion Estimators for Picture Rate Conversion. *IEEE Journal of Selected Topics in Signal Processing*, 2011, vol. 5, no. 2, pp. 262–274. doi:10.1109/JSTSP.2010.2063014
- Huang A. M., Nguyen T. Motion Vector Processing Using the Color Information. *Proc. of the 16th IEEE Intern. Conf. on Image Processing (ICIP 2009)*, November 2009, pp. 1605–1608. doi:10.1109/ICIP.2009.5413657
- Huang A. M., Nguyen T. Correlation-Based Motion Vector Processing with Adaptive Interpolation Scheme for Motion-Compensated Frame Interpolation. *IEEE Transaction on Image Processing*, 2009, vol. 18, no. 4, pp. 740–752. doi:10.1109/TIP.2008.2010206
- Nabor testovyykh posledovatel'nostei Xiph.org* [A set of test sequences Xiph.org]. Available at: <http://media.xiph.org/video/derf> (accessed 17 April 2014).
- Fil'tr preobrazovaniia kadrovoi skorosti MSU* [Conversion filter frame rate MSU]. Available at: [http://www.compression.ru/video/frame\\_rate\\_conversion/index\\_msu.html](http://www.compression.ru/video/frame_rate_conversion/index_msu.html) (accessed 17 April 2014).
- Fil'tr preobrazovaniia kadrovoi skorosti MSU* [Conversion filter frame rate MSU]. Available at: <http://avisynth.org.ru/mvtools/mvtools2.html> (accessed 17 April 2014).
- Orchard M., Sullivan G. Overlapped Block Motion Compensation: an Estimation-Theoretic Approach. *IEEE Transactions on Image Processing*, 1994, vol. 3, no. 5, pp. 693–699. doi:10.1109/83.334974

УДК 004.6

## ИНФОРМАЦИОННЫЙ ОБЪЕМ БАЗОВЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ ПРОЦЕССОВ

**М. О. Колбанёв**<sup>а</sup>, доктор техн. наук, профессор

**Т. М. Татарникова**<sup>б</sup>, доктор техн. наук, доцент

<sup>а</sup>Санкт-Петербургский государственный экономический университет, Санкт-Петербург, РФ

<sup>б</sup>Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

**Постановка проблемы:** понятие «объем сигнала» позволяет определять достаточные условия для передачи сигнала по каналу связи, но не связано с технологиями передачи данных и требуемыми для них ресурсами. Количество ресурсов, необходимое для практической реализации информационных процессов, зависит как от вида используемых информационных технологий, так и от информационного объема сигнала. Целью работы является обобщение методов расчета информационного объема для базовых информационных процессов — сохранения, распространения и обработки данных. **Результаты:** для каждого вида технологии — сохранения, распространения и обработки — выделены ключевые ресурсы, необходимые для достижения информационного объема, соответствующего поступающим сигналам. Выделены основные составляющие базовых информационных процессов, влияющие на их информационный объем: характеристика информационного объема, физический и технологический ресурсы. Показано, что общим для всех технологий является зависимость информационного объема от используемых физических, технологических и математических ресурсов, а частным — вид ключевых физических и технологических ресурсов, определяющих эффективность использования технологий в процессе информационного взаимодействия. **Практическая значимость:** определение ресурсов, необходимых для достижения информационного объема, позволит управлять требованиями пользователей к объемным характеристикам информационного обмена.

**Ключевые слова** — базовые информационные процессы, базовые информационные технологии, сохранение данных, распространение данных, обработка данных, физические ресурсы информационной технологии, технологические ресурсы информационной технологии, математические ресурсы информационной технологии, информационный объем сигнала, информационный объем канала связи, информационный объем запоминающего устройства, информационный объем процессора.

### Введение

В теории передачи сигналов введено понятие «объем сигнала» [1] — это информационная характеристика источника, вычисляемая как объем прямоугольного параллелепипеда, ребра которого имеют длину, равную длительности сигнала, его спектру и превышению уровня сигнала над помехой. Объем параллелепипеда пропорционален объему данных, которые поступили от источника и должны быть переданы по каналу связи.

Такое представление используется для согласования сигнала и канала связи. Можно, например, подстраиваясь под время доступности канала, уменьшить длительность сигнала, но тогда для сохранения объема передаваемых данных придется увеличить его спектр. Если канал имеет низкий уровень допустимой мощности сигнала, то можно увеличить длительность сигнала и т. д. Во всех случаях основанием для придания параметрам сигнала тех или иных значений являются свойства канала связи.

Объем сигнала не связан с технологиями передачи данных и требуемыми для них ресурсами, а лишь определяет достаточные условия для передачи сигнала по каналу связи.

В более общем случае можно утверждать, что количество ресурсов [2], которое требуется для

практической реализации информационных процессов, зависит от двух факторов:

— вида используемых информационных технологий;

— информационного объема сигнала, который задает требования пользователей к объемным характеристикам информационного обмена.

В статье обобщаются методы расчета информационного объема для трех базовых информационных процессов [3] — сохранения, распространения и обработки данных. Это позволило для технологии каждого вида выделить ключевые ресурсы, необходимые для достижения информационного объема, соответствующего поступающим сигналам.

### Информационный объем сигнала

Характеристика информационного объема сигнала измеряется в битах и позволяет сопоставить объем данных, выработанных источником информации, с возможностями памяти, канала связи и процессора. В общем случае информационный объем сигнала источника  $V_{\text{инф}}$  зависит от (рис. 1, а):

— времени формирования данных источником  $T_{\text{ист}}$  [с];

— скорости (частоты) формирования знаков информационной последовательности  $F_{\text{ист}}$  [зн./с]:  $F_{\text{ист}} = m/T_{\text{ист}}$ , где  $m$  — количество знаков, кото-

рые могут быть сформированы источником за время  $T_{ист}$ ;

— количества бит, содержащихся в одном знаке,  $B_{ист}$  [бит]:  $B_{ист} = \log_2 n$ , где  $n$  — количество разных значений, которые источник может присваивать знаку, если предположить, что эти значения равновероятны.

С учетом введенных обозначений информационный объем сигнала

$$V_{инф} = T_{ист} F_{ист} B_{ист} = m \log_2 n.$$

В геометрическом смысле объем сигнала  $V_{инф}$  соответствует объему параллелепипеда, построенного в пространстве  $(T, F, B)$ . Значение  $V_{инф}$  не будет изменяться, если, например:

— уменьшать время  $T_{ист}$ , но пропорционально увеличивать скорость  $F_{ист}$  и (или) количество бит  $B_{ист}$ ;

— увеличивать время  $T_{ист}$ , но пропорционально уменьшать скорость  $F_{ист}$  и т. д. (рис. 1, б).

Использование понятия «объем сигнала» [4] и выделение его составляющих дает возможность управлять процессом формирования потока данных, поступающих от источника информации.

Сигнал, выработанный источником информации, подлежит преобразованию при помощи информационных технологий. Рассмотрим методы оценки информационного объема для технических устройств трех базовых информационных технологий:

— информационный объем запоминающих устройств;

— информационный объем канала связи;

— информационный объем процессора.

Эти объемные характеристики должны соответствовать объему преобразуемого сигнала и зависят от трех типов количественных ресурсов, потребляемых технологиями:

1) физических ресурсов, позволяющих оценить возможность реализации информационного взаимодействия физической средой;

2) технологических ресурсов, позволяющих сравнить возможности разных технологий, реализующих один и тот же информационный процесс;

3) математических ресурсов, характеризующих вычислительную сторону цифровых информационных технологий.

### Информационный объем запоминающего устройства

Запоминающее устройство (ЗУ) используется для реализации базового информационного процесса сохранения, имеет вещественно-предметную форму, определенный размер и переносит во времени (сохраняет) группу минимальных единиц хранения (МЕХ). Общее представление о возможностях и способах управления ЗУ как переносчика сигнала во времени дает объем ЗУ  $V_{зу}$ , который (рис. 2, а) зависит от физического, технологического и математического ресурсов ЗУ. К этим ресурсам, соответственно, относятся:

— геометрический размер (площадь) ЗУ  $S_{зу}$  [кв. дюйм];

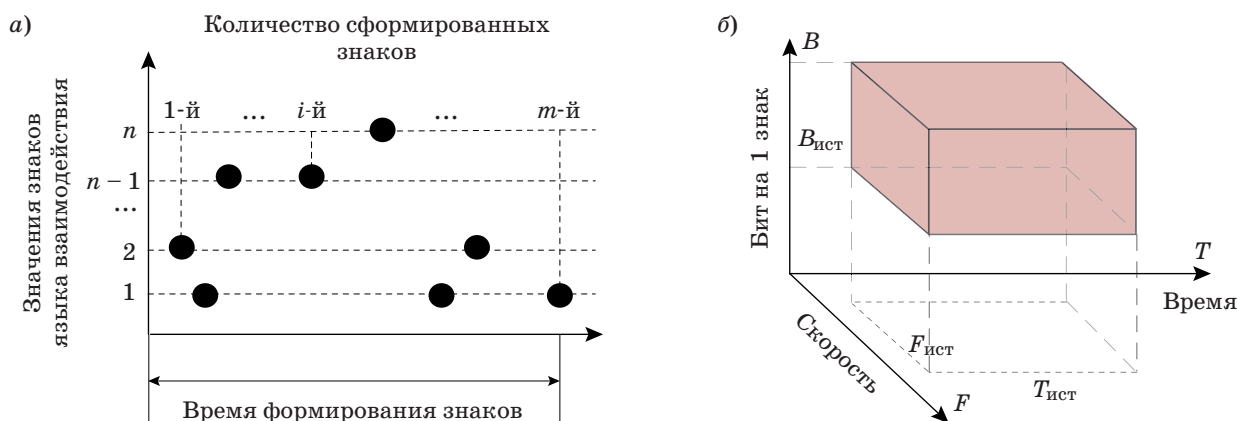
— плотность размещения МЕХ  $D_{зу}$  [зн. кв. дюйм], которая связана с размером одной МЕХ:  $D_{зу} = M/S_{зу}$ , где  $M$  — количество МЕХ, помещающихся на площади  $S_{зу}$ ;

— количество бит, которое сохраняет одна МЕХ,  $B_{зу}$  [бит]:  $B_{зу} = \log_2 N$ , где  $N$  — число состояний одной МЕХ, если эти состояния равновероятны. Величина  $N$  зависит от уровня энергетического барьера, устанавливаемого при записи между состояниями МЕХ.

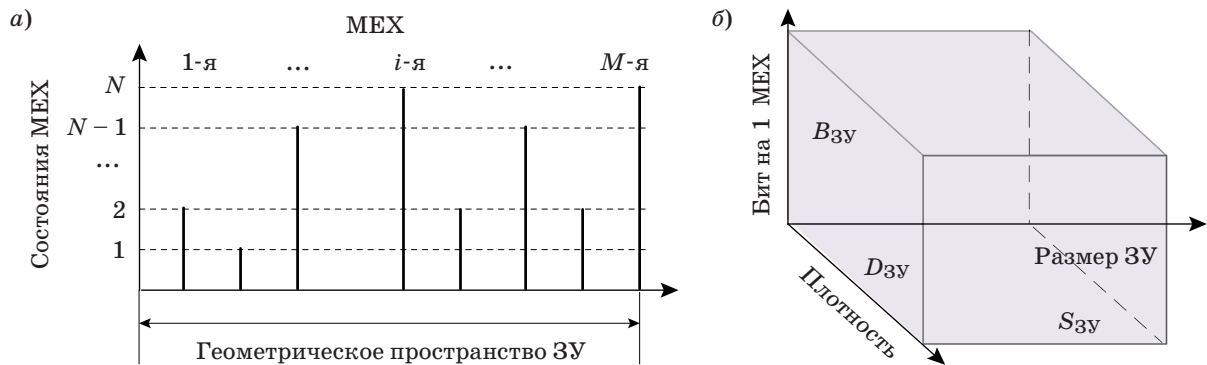
Соответственно введенным обозначениям объем ЗУ

$$V_{зу} = S_{зу} D_{зу} B_{зу} = M \log_2 N.$$

Геометрически объем ЗУ представляет собой куб, общий вид которого в осях, соответствующих трем типам ресурсов, показан на рис. 2, б.



■ Рис. 1. Характеристики (а) и геометрическое представление (б) информационного объема сигнала  $V$



■ Рис. 2. Характеристики (а) и геометрическое представление (б) объема ЗУ

Достаточным условием возможности сохранения сигнала информационным объемом  $V_{инф}$  на ЗУ объемом  $V_{ЗУ}$  в реальном масштабе времени является соотношение  $V_{инф} \leq V_{ЗУ}$ .

Согласовать возможности ЗУ с объемами данных, подлежащих сохранению, можно, изменяя  $S_{ЗУ}$ ,  $D_{ЗУ}$  и (или)  $B_{ЗУ}$ .

Если ЗУ совместно используется группой пользователей и свободный объем ЗУ меньше объема сигнала, который требуется сохранить, то сохранение станет возможным только после освобождения недостающей части объема ЗУ, а это зависит от поведения других источников информации и увеличивает время доступа к ресурсам систем хранения [5].

### Информационный объем канала связи

Каналы связи образуются путем мультиплексирования линий связи и переносят в пространстве сигналы, сформированные источниками информации. Общее представление о возможностях и способах управления каналами связи дает объем канала  $V_к$  [бит] (рис. 3, а), который также зависит от физических, технологических и матема-

тических ресурсов технологии. Применительно к базовому информационному процессу распространения такими ресурсами, соответственно, являются:

- доступное время использования канала для передачи данных  $T_к$  [с];

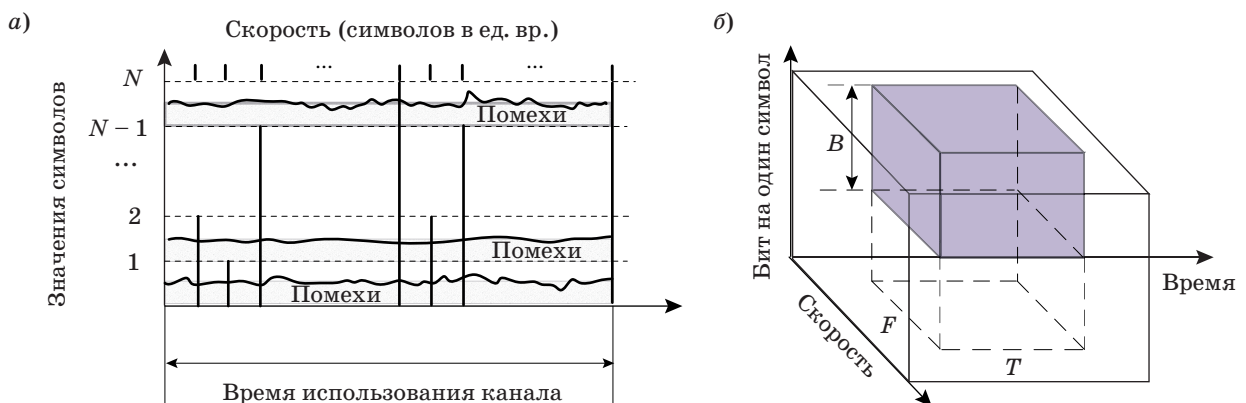
- скорость (частота) передачи дискретных символов, информационной последовательности по каналу связи  $F_к$  [бод]. Очевидно, что количество  $M$  символов, передаваемое за время  $T_к$ , прямо пропорционально времени  $T_к$  и частоте  $F_к$ , т. е.  $M = F_к T_к$ ;

- количество бит, которое переносит один символ,  $B_к$  [бит]:  $B_к = \log_2 N$ , где  $N$  — число состояний одного символа, если разные состояния равновероятны. Величина  $N$  зависит от соотношения уровней сигнала и помехи в канале связи [6].

Таким образом, объем канала можно определить по формуле

$$V_к = T_к F_к B_к = M \log_2 N.$$

Необходимым условием возможности передачи сигнала информационным объемом  $V_{инф}$  по каналу объемом  $V_к$  является соотношение  $V_{инф} \leq V_к$ .



■ Рис. 3. Характеристики (а) и геометрическое представление (б) объема канала

Достаточные условия для передачи в реальном масштабе времени выполняются, если параллелепипед, отображающий параметры сигнала, «помещается» в параллелепипед, отображающий параметры канала (рис. 3, б).

Если канал используется группой пользователей и имеет свободный объем, меньший объема заявленного сигнала, то передача станет возможной только после освобождения достаточного объема канала, а это зависит от поведения других источников информации и увеличивает время доступа к ресурсам системы распространения [7].

### Производительность и информационный объем процессора

Для сравнения вычислительной способности процессоров используются показатели их производительности. Одним из таких показателей, дающим общее представление о возможностях процессора как обработчика данных (вычислителя), является его пиковая производительность  $G_{пр}$  [оп./с], которая зависит от двух параметров: тактовой частоты  $F_{пр}$  [Гц] и объема процессора  $V_{пр}$ :  $G_{пр} = F_{пр} V_{пр}$ .

Тактовая частота  $F_{пр}$  задает наибольшее количество тактов работы процессора в секунду и относится к числу важнейших технологических ресурсов. В свою очередь величина  $V_{пр}$  зависит от физических, технологических и математических ресурсов (рис. 4, а), к числу которых, соответственно, относятся:

- число вычислительных ядер у процессора  $k_{пр}$ . Увеличение числа ядер дает возможность параллельной обработки [8] и, с учетом принципа Ландауэра [9], непосредственно определяет объем потребляемой энергии;
- количество операций, выполняемых за один такт работы вычислительного ядра,  $r_{пр}$ ;
- количество состояний логических элементов, от которого зависит система счисления, поддерживаемая процессором,  $B_{пр}$ .

Соответственно, объем процессора  $V_{пр}$  определяется как  $V_{пр} = k_{пр} r_{пр} B_{пр}$ .

Геометрическое представление величины  $V_{пр}$  дано на рис. 4, б.

В вычислительных науках введено понятие алгоритмического объема сигнала  $V_{алг}$ . Этот объем задает сложность алгоритма в количестве операций, которые требуется выполнить для получения искомого данных из исходных [10, 11]. Величина  $V_{алг}$  зависит не только от особенностей алгоритма, но и от объема входных данных (информационного объема сигнала  $V_{инф}$ ) и от особенностей самих данных.

Оценкой снизу для времени  $T_{алг}$  обработки сигнала с алгоритмическим объемом  $V_{алг}$  [оп.] при помощи процессора с пиковой производительностью  $G_{пр}$  [оп./с] является отношение  $T_{алг} = V_{алг} / G_{пр}$ .

Реальная производительность всегда меньше пиковой и зависит от согласованности сигнала и архитектуры процессора.

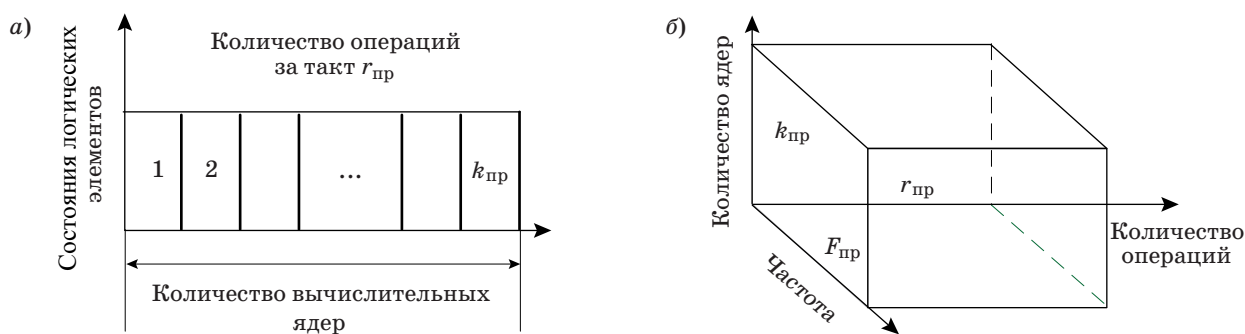
Для оценки реальной производительности используются бенчмарки (программные тесты). Самым распространенным сегодня является тест LINPACK. Он определяет время решения большой системы линейных уравнений и состоит, в основном, из операций сложения и умножения с двойной точностью.

### Заключение

В статье для трех базовых информационных процессов выделены основные составляющие, определяющие их информационный объем (таблица).

Показано, что информационный объем любой технологии зависит от физических, технологических и математических ресурсов. Это связано с единой природой разных информационных процессов, предназначенных для организации информационного взаимодействия путем передачи данных во времени, в пространстве или за счет обработки данных.

Для каждого вида базового информационного процесса можно выделить основные физические и технологические ресурсы, отличающие их



■ Рис. 4. Характеристики (а) и геометрическое представление (б) объема процессора

■ Ресурсы базовых информационных процессов

Составляющие информационного объема	Базовый информационный процесс		
	Сохранение	Распространение	Обработка
Характеристика информационного объема	Объем ЗУ $V_{ЗУ}$	Объем канала $V_K$	Объем процессора $V_{пр}$
Физический ресурс	Площадь ЗУ $S_{ЗУ}$	Время использования $T_K$	Энергия (количество ядер $k_{пр}$ )
Технологический ресурс	Плотность записи $D_{ЗУ}$	Скорость передачи символов $F_K$	Тактовая частота $F_{пр}$ и количество операций за такт $r_{пр}$
Математический ресурс	Количество состояний МЭХ $B_{ЗУ}$	Количество состояний символа $B_K$	Количество состояний логического элемента $B_{пр}$

от других базовых технологий. Для процесса сохранения данных такими ресурсами являются, соответственно, линейные размеры и плотность записи, для процесса распространения — доступное время использования канала и скорость пере-

дачи по нему символов информационной последовательности, для процесса обработки — энергия, затрачиваемая на каждом такте обработки, и количество операций, реализуемых за один такт вычислительным ядром.

**Литература**

1. Финк Л. М. Теория передачи дискретных сообщений. — М.: Сов. радио, 1970. — 731 с.
2. Советов Б. Я., Колбанёв М. О., Татарникова Т. М. Модель физических характеристик сигналов // Информационная безопасность регионов России (ИБРР-2013): материалы VIII Санкт-Петербургской межрегиональной конф., Санкт-Петербург, 2013. С. 65–66.
3. Советов Б. Я., Колбанёв М. О., Татарникова Т. М. Технологии инфокоммуникации и их роль в обеспечении информационной безопасности // Геополитика и безопасность. 2014. № 1. С. 69–77.
4. Бураченко Д. Л., Ключев Н. Н., Коржик В. И., Финк Л. М. Общая теория связи / под ред. Л. М. Финка. — Л.: ВАС, 1970. — 412 с.
5. Татарникова Т. М., Аль-Хаками А. М. Оценка вероятностно-временных характеристик сетей хранения данных SAN // Программные продукты и системы. 2009. № 4. С. 177–179.
6. Шеннон К. Работы по теории информации и кибернетике. — М.: Изд-во иностранной литературы, 1963. — 830 с.
7. Советов Б. Я., Колбанёв М. О., Татарникова Т. М. Оценка вероятности эрланговского старения информации // Информационно-управляющие системы. 2013. № 6. С. 25–28.
8. Татарникова Т. М., Кутузов О. И. Подход к оптимизации структуры межсетевое устройства с привлечением генетических алгоритмов // Известия ГЭТУ «ЛЭТИ». 2006. № 1. С. 61–67.
9. Landauer R. Irreversibility and Heat Generation in the Computing Process // IBM J. of Research and Development. 1961. Vol. 5. P. 183–191.
10. Tatarnikova T., Kolbanev M. Statement of a Task Corporate Information Networks Interface Centers Structural Synthesis // IEEE EUROCON. Saint-Petersburg, 2009. P. 1883–1887.
11. Татарникова Т. М. К расчету основных характеристик шлюза распределенных сетей // Тр. учебных заведений связи. 2000. № 166. С. 62–68.

UDC 004.6

**Information Volume of Basic Information Processes**

Kolbanev M. O.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, mokolbanev@mail.ru

Tatarnikova T. M.<sup>b</sup>, Dr. Sc., Tech., Associate Professor, tm-tatarn@yandexl.ru

<sup>a</sup>Saint-Petersburg State University of Economics, 21, Sadovaia St., 191023, Saint-Petersburg, Russian Federation

<sup>b</sup>Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaja St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** The concept of "signal volume" allows you to define sufficient conditions for the transmission of signals over a communication channel, but it is not related to data transfer technologies and data resources required for them. The amount of resources necessary for practical implementation of information processes depends on the type of the information technology



and on the information volume of the signal. The goal of this research is to generalize the methods of calculating the volume of information for basic information processes: preservation, distribution and processing of data. **Results:** For each type of technology (preservation, dissemination and processing) the key resources are defined which are necessary to achieve the information volume corresponding to the input signals. For the basic information processes, their main components are shown which affect their data volume. It is demonstrated that what is common for all the technologies is the dependency of the information volume on the used resources (physical, technological and mathematical), and what is individual for them is the type of the main physical and technological resources which determine the efficiency of the information exchange. **Practical relevance:** Determining resources necessary to achieve the required information volume allows the users to manage their requirements to the volume characteristics of the information exchange.

**Keywords** — Basic Information Processes, Basic Information Technologies, Data Storage, Data Transmission, Data Processing, Physical Resources for Information Technology, Technological Resources for Information Technology, Mathematical Resources for Information Technology, Information Volume Signal, Information Volume Communication Channel, Information Volume Storage, Information Volume Processor.

## References

1. Fink L. M. *Teoriia peredachi diskretnykh soobshchenii* [The Theory of Discrete Messages Transmission]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1970. 731 p. (In Russian).
2. Sovetov B. Y., Kolbanev M. O., Tatarnikova T. M. Model the Physical Characteristics of Signals. *Materialy VIII Sankt-Peterburgskoi mezhhregional'noi konferentsii "Informatsionnaia bezopasnost' regionov Rossii (IBRR-2013)"* [Proc. VIII Int. Conf. "Information Security of Russian Regions"]. Saint-Petersburg, 2013, pp. 65–66 (In Russian).
3. Sovetov B. Y., Kolbanev M. O., Tatarnikova T. M. Infocommunication Technologies and their Role in Information Security. *Geopolitika i bezopasnost'*, 2014, vol. 25, no. 1, pp. 69–77 (In Russian).
4. Burachenko D. L., Kliuev N. N., Korzhik V. I., Fink L. M. *Obshchaia teoriia svyazi* [General Theory of Communication]. Leningrad, VAS Publ., 1970. 412 p. (In Russian).
5. Tatarnikova T. M., Ali Alhakami A. M. Likelihood-time Characteristics Estimation of Storage Area Network. *Programnye produkty i sistemy*, 2009, vol. 88, no. 4, pp. 177–179 (In Russian).
6. Shannon C. *Raboty po teorii informatsii i kibernetike* [Works on Information Theory and Cybernetics]. Moscow, Izdatel'stvo inostrannoi literatury Publ., 1963. 830 p. (In Russian).
7. Sovetov B. Y., Kolbanev M. O., Tatarnikova T. M. Evaluation of Probability of Erlang Information Aging. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2013, no. 6, pp. 25–28 (In Russian).
8. Tatarnikova T. M., Kutuzov O. I. Approach to Optimize the Structure of Internetworking Devices Involving Genetic Algorithms. *Izvestiia GETU "LETI"*, 2006, no. 1, pp. 61–67 (In Russian).
9. Landauer R. Irreversibility and Heat Generation in the Computing Process. *IBM Journal of Research and Development*, 1961, vol. 5, pp. 183–191.
10. Tatarnikova T., Kolbanev M. Statement of a Task Corporate Information Networks Interface Structural Synthesis. *IEEE EUROCON*. Saint-Petersburg, 2009, pp. 1883–1887.
11. Tatarnikova T. M. On the Calculation of the Main Characteristics of the Gateway WAN. *Trudy uchebnykh zavedenii svyazi*, 2000, no. 166, pp. 62–68 (In Russian).

УДК 62-83:621.314:621.382

## ПРОГНОЗИРУЮЩЕЕ РЕЛЕЙНО-ВЕКТОРНОЕ УПРАВЛЕНИЕ АКТИВНЫМИ ТОКОВЫМИ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЯМИ

**А. А. Ефимов<sup>а</sup>**, доктор техн. наук, профессор

**В. Д. Косулин<sup>а</sup>**, канд. техн. наук, доцент

**С. Ю. Мельников<sup>а</sup>**, канд. техн. наук, доцент

<sup>а</sup>Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

**Цель:** разработка структуры и синтез регуляторов системы автоматического регулирования активного токового двухзвенного преобразователя частоты, обеспечивающих повышение динамических показателей его работы. **Результаты:** на основе стратегии прогнозирующего релейно-векторного управления разработаны функциональная и структурная схемы системы автоматического регулирования активного токового двухзвенного преобразователя частоты, проведен синтез регуляторов сетевых токов и выходных напряжений преобразователя частоты. В соответствии с математическим описанием системы автоматического регулирования активного токового преобразователя частоты разработана в среде Delphi моделирующая программа, позволяющая анализировать энергетические и динамические показатели работы преобразователя. Представлены результаты математического моделирования и экспериментальных испытаний макетного образца преобразователя. **Практическая значимость:** использование в преобразователе частоты алгоритмов прогнозирующего релейно-векторного управления вместо алгоритмов широтно-импульсной модуляции позволяет упростить структуру системы автоматического регулирования. Разработанная процедура синтеза прогнозирующих релейно-векторных регуляторов является простой, хорошо адаптированной для микропроцессорной реализации. Разработанные алгоритмы управления обеспечивают существенное уменьшение реактивных элементов двухзвенного преобразователя частоты и повышение его динамических показателей работы.

**Ключевые слова** — активный преобразователь тока, прогнозирующее релейно-векторное управление, алгоритмы управления, широтно-импульсная модуляция, математическое моделирование.

### Введение

Возрастающие масштабы использования полупроводниковых преобразователей различных типов, а также регулируемых электроприводов, увеличение их мощности вызывают заметное влияние преобразователей на показатели качества напряжений питающей сети. Основное внимание разработчиков устройств силовой электроники в настоящее время направлено на совершенствование алгоритмов управления традиционной схемой двухзвенного преобразователя частоты (ДПЧ), силовая часть которого выполнена по схеме «неуправляемый выпрямитель — автономный инвертор напряжения с широтно-импульсной модуляцией (ШИМ)», и на замену неуправляемого выпрямителя в составе ДПЧ на активный выпрямитель напряжения. Это во многом объясняется тем, что элементная база современных силовых полупроводниковых приборов и специализированных микроконтроллеров ориентирована именно на эти типы преобразователей.

Вместе с тем дальнейшее совершенствование силовых полупроводниковых приборов, появление полностью управляемых силовых полупроводниковых ключей с односторонней проводимостью возрождают интерес к схемам ДПЧ, выполненных на базе автономного инвертора тока (АИТ). На начальном этапе развития преобразовательной техники схема автономного тиристорного инвертора с прямой коммутацией послужила

основой построения уникального класса стабилизированных преобразователей частоты с синусоидальным выходным напряжением, широко используемых в системах электроснабжения разделительных производств, обеспечивающих получение изотопов тяжелых веществ, а также создания систем бесперебойного электропитания. Новейшая элементная база силовой электроники, наличие специализированных микроконтроллеров, способных реализовать в реальном времени сложные импульсно-модуляционные алгоритмы управления простейшими силовыми схемами активных токовых преобразователей в целях повышения их энергетических показателей и улучшения динамических характеристик, ставят на повестку дня задачу развития и совершенствования активных токовых ДПЧ с синусоидальным выходным напряжением, изыскание возможностей их использования в традиционных областях (системах электроснабжения разделительных производств, гарантированного электропитания), а также расширение областей применения на системы общепромышленного регулируемого электропривода переменного тока [1].

Широко применяемые преобразовательные устройства, в основной массе своей тиристорные преобразователи с импульсно-фазовым управлением, являются нелинейными приемниками электрической энергии, потребляющими значительную реактивную мощность, зависящую от угла фазового отпирания вентиля, и создающими

еще весьма нежелательную мощность искажения, обусловленную несинусоидальной формой потребляемого (рекуперированного) тока. Наличие реактивной мощности и мощности искажения снижает коэффициент мощности преобразовательного устройства и регулируемого электропривода иногда до очень низких, недопустимых значений.

Интерес к активным токовым преобразователям в последние годы существенно возрастает [2–4]. Однако большинство работ посвящено анализу работы активных преобразователей в системах электроснабжения, в которых преобразователи работают, как правило, в режиме силового активного фильтра, и явно недостаточно внимания уделяется рассмотрению работы активных токовых преобразователей в составе ДПЧ, которые являются основой систем электропривода.

Целью работы является представление способа прогнозирующего релейно-векторного (ПРВ) управления и системы автоматического регулирования (САР) активного токового ДПЧ для электропривода, которые обеспечивают синусоидальные входные токи и выходные напряжения ДПЧ, качественные динамические характеристики, электромагнитную и энергетическую совместимость преобразователя с питающей сетью и нагрузкой.

### Схема двухзвенного токового преобразователя частоты

Принципиальная схема активного токового ДПЧ (рис. 1) [1], являющегося предметом рассмотрения и объектом управления в данной работе, состоит из двух последовательно включенных силовых полупроводниковых преобразователей — активного выпрямителя тока АВТ и автономного инвертора тока АИТ, соединенных звеном постоянного тока, в котором устанавливается

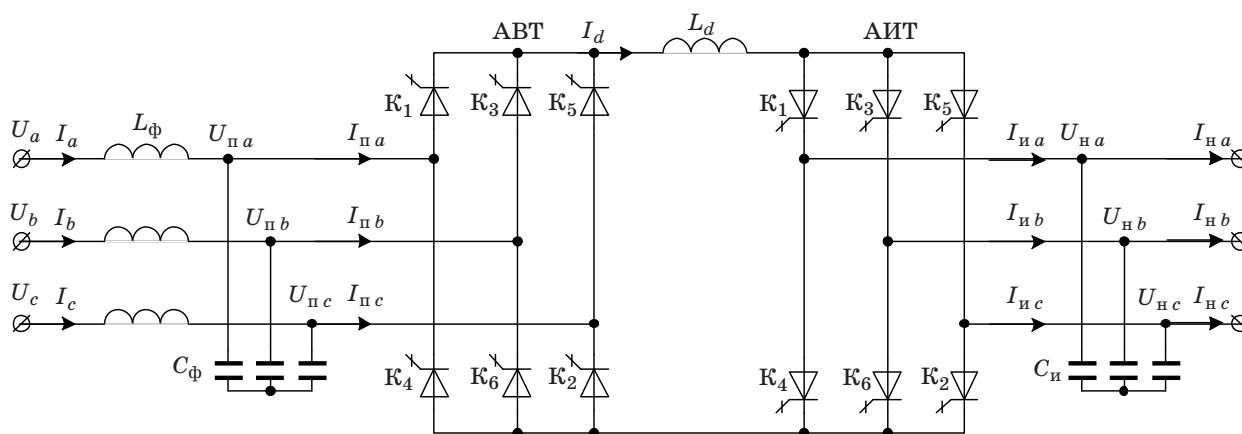
сглаживающий реактор  $L_d$ . Силовые схемы АВТ и АИТ выполняются на полностью управляемых ключах с односторонней проводимостью. На входе АВТ устанавливается сетевой LC-фильтр с параметрами  $L_\phi$ ,  $R_\phi$ ,  $C_\phi$ , на выходе АИТ — емкостной фильтр  $C_n$ , параллельно которому подключается нагрузка, имеющая в общем случае активно-индуктивный характер с противо-ЭДС. В системах электропривода нагрузкой ДПЧ являются двигатели переменного тока.

Математическое описание АВТ в составе активного токового ДПЧ, а также результаты анализа и синтеза векторных САР с использованием алгоритмов синусоидальной и векторной ШИМ для подобного класса активных преобразователей представлены в работах [1, 5]. Была подтверждена возможность формирования качественной формы сетевого тока, регулирования входных коэффициентов сдвига и мощности с реализацией режима рекуперации энергии в сеть переменного тока.

Однако из-за высокой добротности сетевого LC-фильтра сетевые токи и выпрямленный ток имели значительные высокочастотные колебания, для устранения которых приходилось существенно усложнять систему регулирования, вводя демпфирующие обратные связи по производным сетевых токов. В результате проведенных исследований было установлено, что наиболее перспективным способом управления активными преобразователями является способ прогнозирующего релейно-векторного управления [1, 6], который и был использован в дальнейшем при синтезе САР активного токового ДПЧ.

### Алгоритм ПРВ-управления сетевыми токами АВТ

Стратегия ПРВ-управления, относящегося к классу оптимальных прогнозирующих способов, предполагает наличие математической модели



■ Рис. 1. Схема трехфазного активного токового ДПЧ

объекта управления, определяющей полные векторы переменных состояния и возмущений, а также состав управляющих воздействий и их возможные значения. Кроме того, предварительно, на основе анализа модели, выбирается состав независимых координат, управляемых в рамках ПРВ-стратегии. На основе математической модели осуществляется прогноз поведения объекта на интервале управления  $\Delta t$  и определяются оптимальные значения управляющих воздействий, реализуемые на текущем интервале управления. В том случае, когда объектом управления является АВТ, содержащий полупроводниковый коммутатор (ПК) и сетевой LC-фильтр, управляющими воздействиями являются сигналы, поступающие на информационный вход АВТ  $I_c^*$ .

Прогнозирование осуществляется путем численного решения на интервале управления  $\Delta t$  (например, методом Эйлера, векторных уравнений сетевого LC-фильтра), которое в неподвижной координатной системе  $(\alpha, \beta)$  записывается в виде

$$I_c = K_1 U_c^0 + K_2 I_c^0 + K_3 U_{\Pi}^0 + K_4 I_{\Pi}, \quad (1)$$

где  $I_c, U_c, U_{\Pi}, I_{\Pi}$  — векторы сетевых токов, сетевых напряжений, напряжений на конденсаторах LC-фильтра, токов на силовом входе ПК соответственно;  $K_i$  — постоянные коэффициенты; индекс ноль относится к значениям переменных на начало интервала  $\Delta t$ .

Вектором воздействия считаем  $I_{\Pi}$ , который изменяется в связи с изменением состояний ключей ПК, управляемой переменной — вектор сетевых токов  $I_c$ . При  $\Delta t$  на порядок меньше периода собственных колебаний LC-фильтра  $K_i$  определяются по выражениям

$$K_1 = \frac{\Delta t}{L_{\Phi}}; K_2 = \frac{\Delta t}{L_{\Phi}} \left( -R_{\Phi} - \frac{\Delta t}{C_{\Phi}} \right) + 1; \\ K_3 = -\frac{\Delta t}{L_{\Phi}}; K_4 = \frac{\Delta t^2}{L_{\Phi} C_{\Phi}}. \quad (2)$$

Поиск управляющего воздействия может быть проведен методом прямого или обратного прогноза.

При прямом прогнозе по уравнениям (1), (2), последовательно перебирая все значения вектора тока  $I_{\Pi}$  на входе АВТ, находим единственный образующий вектор токов сети  $I_{c_i}$ , наиболее близкий к вектору задающего воздействия  $I_c^*$ . Индекс  $i = 1, 2, \dots, 6$ , 0 соответствует номеру образующих векторов АВТ, из которых шесть — ненулевых и один — нулевой [1].

Обратный прогноз осуществляется путем нахождения желаемого задающего вектора тока  $I_c^*$  на входе ПК при условии, что задача управления идеально решена в конце текущего интервала

управления, т. е.  $I_c = I_c^*$ . Тогда  $I_c^*$  в конце интервала управления  $\Delta t$  вычисляется по формуле

$$I_c^* = -\frac{C_{\Phi}}{\Delta t} U_c^0 + \left( 1 + \frac{R_{\Phi} C_{\Phi}}{\Delta t} - \frac{L_{\Phi} C_{\Phi}}{\Delta t^2} \right) I_c^0 + \\ + \frac{C_{\Phi}}{\Delta t} U_{\Pi}^0 + \frac{L_{\Phi} C_{\Phi}}{\Delta t^2} I_c^{*0}. \quad (3)$$

По результатам обратного прогноза выбирается из всех реализуемых образующих векторов тока АВТ то значение вектора тока  $I_{\Pi}$  на силовом входе ПК, которое является наиболее близким для текущего интервала управления к рассчитанному желаемому задающему вектору  $I_c^*$  на управляющем входе. И на этом интервале реализуется соответствующее  $I_{\Pi}$  состояние ключей ПК.

### Алгоритм ПРВ-управления выходным напряжением АИТ

Аналогичный подход был применен в случае, когда объектом управления является инвертор тока с выходным емкостным фильтром. Уравнение емкостного фильтра на интервале управления при использовании метода Эйлера в векторной форме в неподвижной координатной системе  $(\alpha, \beta)$  записывается в виде

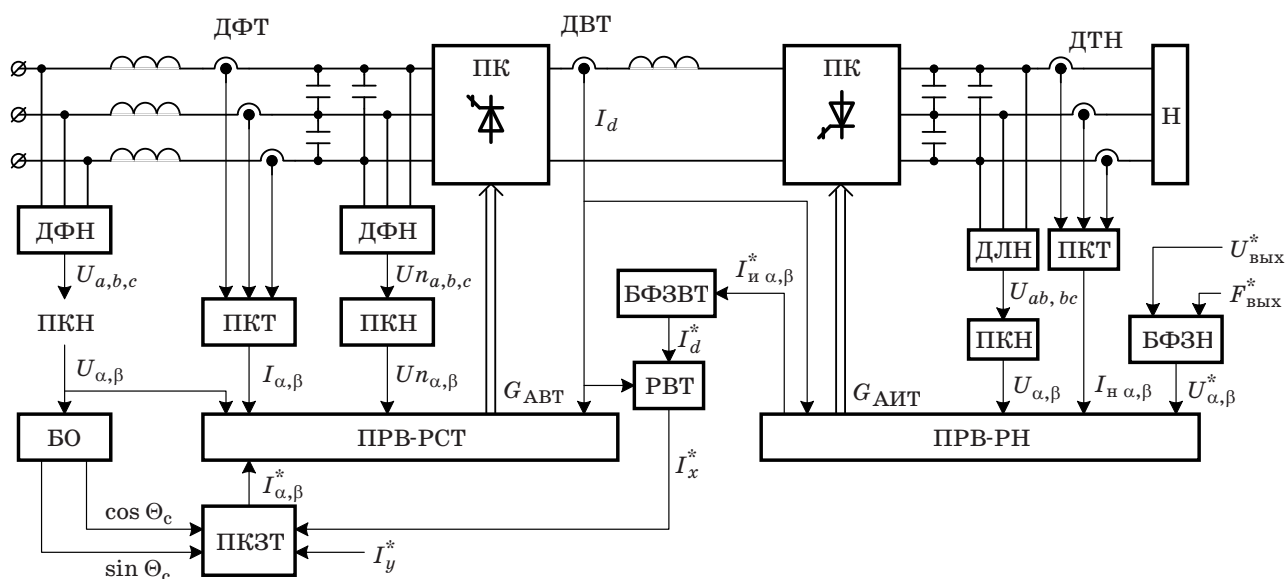
$$U_{\Pi} = U_{\Pi}^0 - \frac{\Delta t}{C_{\Pi}} I_{\Pi}^0 + \frac{\Delta t}{C_{\Pi}} I_{\Pi}, \quad (4)$$

где  $U_{\Pi}, I_{\Pi}, I_{\Pi}$  — векторы напряжений нагрузки, токов нагрузки, токов на выходе ПК инвертора тока соответственно. Вектором воздействия считаем  $I_{\Pi}$ , управляемой переменной — вектор напряжений нагрузки  $U_{\Pi}$ . Индекс ноль относится к значениям переменных на начало интервала управления  $\Delta t$ . Поиск управляющего воздействия для инвертора тока может проводиться аналогично алгоритму ПРВ-управления сетевыми токами АВТ с использованием прямого или обратного прогноза.

Разработанные алгоритмы ПРВ-управления выпрямителя и инвертора были реализованы в двух специализированных сигнальных микроконтроллерах фирмы Texas Instruments TMS320F243, характеризующихся высоким быстродействием (по одному для АВТ и АИТ). Это существенно, так как длительность интервала управления  $\Delta t$  в разработанных алгоритмах примерно на порядок меньше периода ШИМ, используемой в традиционных алгоритмах управления преобразователями.

### Система автоматического регулирования активного токового ДПЧ

На основе алгоритмов ПРВ-управления была синтезирована векторная САР ДПЧ, функциональная схема которой представлена на рис. 2.



■ Рис. 2. Функциональная схема САР ДПЧ

В структуре САР ДПЧ САР АВТ является внутренним контуром регулирования, а САР АИТ — внешним контуром. Регулирование осуществляется в неподвижной системе координат ( $\alpha, \beta$ ). САР АВТ выполнена двухконтурной, содержащей ПРВ-регулятор сетевых токов ПРВ-РСТ и внешний пропорционально-интегральный регулятор выпрямленного тока РВТ. При этом ПРВ-РСТ осуществляет непосредственное управление состояниями ключей ПК АВТ. РВТ регулирует выпрямленный ток, формируя задание на активную составляющую потребляемого из сети тока  $I_x^*$ .

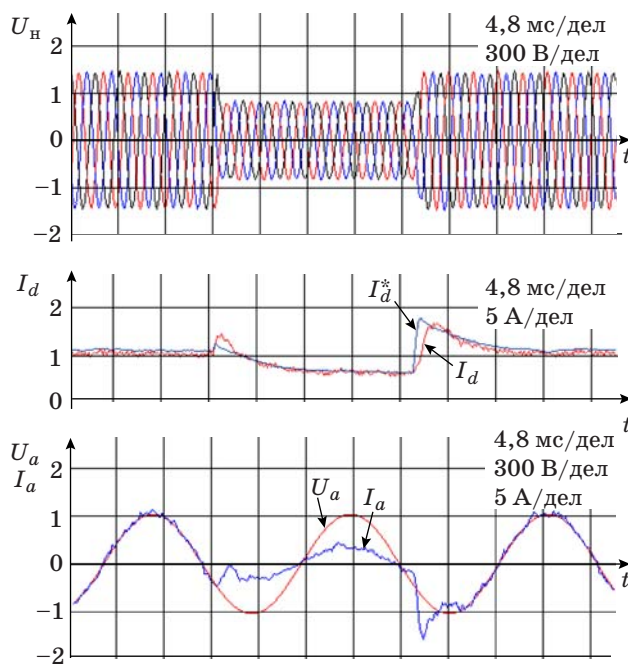
В состав САР АВТ входят датчики фазных токов ДФТ; датчики фазных напряжений ДФН; датчик выпрямленного тока ДВТ; преобразователи координат напряжений ПКН и токов ПКТ, преобразующие фазные величины в неподвижную систему координат ( $\alpha, \beta$ ); преобразователи координат заданий на сетевые токи ПКЗТ.

Блок ориентации БО вычисляет направляющие синус и косинус вектора сетевого напряжения. Задание на реактивный ток  $I_y^*$  может поступать от внешнего регулятора реактивной мощности. В данной работе установлено значение  $I_y^* = 0$ , что обеспечивает нулевой фазовый сдвиг между сетевыми токами и напряжениями. САР АИТ состоит из датчиков выходного линейного напряжения ДЛН; датчиков тока нагрузки ДТН; преобразователей координат напряжения ПКН и тока ПКТ в систему координат ( $\alpha, \beta$ ); блока формирования задания на напряжение БФЗН; ПРВ-регулятора выходного напряжения ПРВ-РН, формирующего управляющие сигналы для силовых ключей ПК АИТ. Для связи САР АИТ и САР АВТ служит формирователь задания на

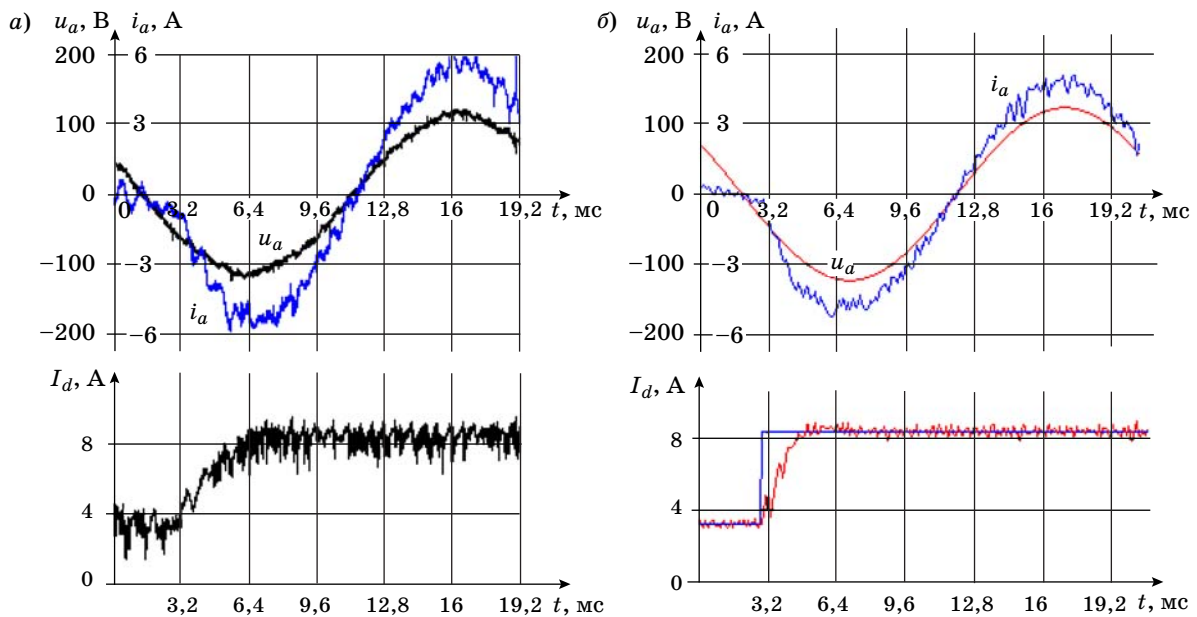
выпрямленный ток  $I_d^*$  БФЗВТ, который вырабатывает  $I_d^*$  на основании расчета модуля желаемого образующего вектора АИТ, рассчитанного в ПРВ-РН.

Результаты моделирования процессов в преобразователе при отработке ступенчатого задания на амплитуду трехфазного выходного напряжения представлены на рис. 3.

Первоначально с величины 286 В, соответствующей действующему значению выходного фазного напряжения ДПЧ, производилось



■ Рис. 3. Результаты моделирования процессов в САР ДПЧ



■ **Рис. 4.** Фазные напряжение  $u_a$  и ток  $i_a$ , выпрямленный ток  $I_d$  при отработке задания на величину выпрямленного тока: *a* — эксперимент; *б* — моделирование

скачкообразное уменьшение задания до 176 В. Затем обрабатывалось обратное увеличение до первоначального задания. Осциллограммы показывают высокое качество переходных процессов. Входное, сетевое напряжение 220/380 В, частота 50 Гц, номинальное значение выходного напряжения 220/380 В, частота 400 Гц. Время отработки задания составило 3 мс. Также математическим моделированием и экспериментальными исследованиями макетного образца активного токового ДПЧ была доказана возможность его работы в составе частотно-управляемого асинхронного электропривода в диапазоне изменения выходной частоты и напряжения 1:10 без переключения величин емкостей АИТ. Параметры макета следующие: активное сопротивление реактора сетевого фильтра  $R_\phi = 0,1$  Ом, индуктивность реактора сетевого фильтра  $L_\phi = 1,5$  мГн, фазная емкость сетевого фильтра  $C_\phi = 20$  мкФ, индуктивность выходного фильтра АВТ  $L_d = 15$  мГн, емкость на выходе АИТ  $C_{\text{н}} = 1,2$  мкФ, силовые транзисторы IRG4PH50KD, в качестве последовательного диода в АВТ использовался обратный диод того же транзистора. Частота дискретизации  $F_{\text{рег}} = 30$  кГц ( $\Delta t = 33,3$  мкс).

Осциллограммы, иллюстрирующие работу макетного образца АВТ, представлены на рис. 4, *a*; результаты моделирования работы САР АВТ — на рис. 4, *б*.

По результатам моделирования коэффициент гармоник сетевого тока составил 10 %,

полученный экспериментально — 9 %. Время отработки скачка задания на выпрямленный ток составило 3 мс.

### Заключение

Использование алгоритмов ПРВ-управления позволяет упростить структуру системы регулирования. Разработанная процедура синтеза ПРВ-регуляторов является достаточно простой, хорошо адаптированной для микропроцессорной реализации, а синтез пропорционально-интегральных регуляторов — традиционный, полностью идентичный таковому в системах подчиненного регулирования. Прогнозирование с учетом задержек, вносимых микропроцессорными системами регулирования, наиболее просто может быть реализовано при прямом прогнозе [1].

Возможности независимого формирования кривой выходного напряжения и регулирования его частоты при работе активного токового ДПЧ в режимах высокочастотных переключений обеспечивают существенное уменьшение реактивных элементов преобразователя и его применимость в системах частотно-управляемого электропривода при неизменных значениях емкостей выходного фильтра АИТ.

Активный выпрямитель тока в составе ДПЧ может успешно применяться для модернизации традиционных тиристорных электроприводов постоянного тока в целях повышения их динамических и энергетических показателей.

## Литература

1. Ефимов А. А., Шрейнер Р. Т. Активные преобразователи в регулируемых электроприводах переменного тока / НГТИ. — Новоуральск, 2001. — 250 с.
2. Волков А. В., Метельский В. П., Волков В. А. Совершенствование энергосберегающей системы электропитания для автоматизированных электроприводов на основе активного фильтра // Электротехнические и компьютерные системы. 2011. № 3. С. 388–391.
3. Волков А. В., Волков В. А. Компенсация посредством активного фильтра реактивной мощности и мощности искажений в четырехпроводной трехфазной сети // Электротехника. 2010. № 7. С. 41–51.
4. Tae-Won Chan, Hong-Hee Lee, Van Tang, Brovanov S. V. A Novel Control Strategy for a Tree-Phase Rectifier with High Power Factor and Stable Output Voltage // J. of Power Electronics. July 2007. Vol. 7. N 3. P. 203–212.
5. Шрейнер Р. Т., Ефимов А. А., Калыгин А. И. Математическое описание и алгоритмы ШИМ активных выпрямителей тока // Электротехника. 2000. № 10. С. 42–49.
6. Шрейнер Р. Т. и др. Прогнозирующее релейно-векторное управление активными преобразователями частоты в системах электропривода переменного тока // Электротехника. 2004. № 10. С. 43–50.

UDC 62-83:621.314:621.382

## Predictive Relay-Vector Control of Active Current Converters

Efimov A. A.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, efa33@aanet.ruKosulin V. D.<sup>a</sup>, PhD, Tech., Associate Professor, vdk.spb@mail.ruMelnikov S. Y.<sup>a</sup>, PhD, Tech., Associate Professor, sburine@mail.ru<sup>a</sup>Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaya St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** Structural development and synthesis of automatic control system regulators for an active two-unit current frequency converter improving the dynamic performance of its work. **Results:** On the basis of predictive relay-vector control strategy, functional and structural schemes of an automatic control system for an active two-unit current frequency converter were designed. Regulators of net currents and output voltages of the frequency converter were synthesized. In accordance with a mathematical description of an active current frequency converter's automatic control system, a simulation program was developed in Delphi, which analyzes the energetic and dynamic characteristics of the converter. The results of a mathematical simulation and experimental tests of a converter's mockup are presented. **Practical relevance:** Algorithms of predictive relay-vector control used in the frequency converter instead of pulse-width modulation algorithms can simplify the automatic control system structure. The proposed procedure of synthesizing predictive relay-vector regulators is simple and well-adapted to chip implementation. The control algorithms guarantee a considerable decrease in the reactive elements of the two-unit frequency converter and an increase in its dynamic performance.

**Keywords** — Active Current Converter, Predictive Relay-Vector Control, Control Algorithms, Pulse-Width Modulation, Mathematical Modeling.

## References

1. Efimov A. A., Schreiner R. T. *Aktivnyye preobrazovateli v reguliruemyykh elektroprivodakh peremennogo toka* [The Active Converters in Alternative Electric Drivers]. Novouralsk, NSTU Publ., 2001. 250 p. (In Russian).
2. Volkov A. V., Metel'skii V. P., Volkov V. A. Improving the Energy-Saving Power Supply System for Automated Electric Drivers Based Active Filter. *Elektrotehnicheskie i kompiuternyye sistemy*, 2011, no. 3, pp. 388–391 (In Russian).
3. Volkov A. V., Volkov V. A. Compensation Through the Active Filter of Reactive Power and Power Distortion in Three-Phase Network. *Elektrotehnika*, 2010, no. 7, pp. 41–51 (In Russian).
4. Tae-Won Chan, Hong-Hee Lee, Van Tang, Brovanov S. V. A Novel Control Strategy for a Tree-Phase Rectifier with High Power Factor and Stable Output Voltage. *Journal of Power Electronics*, July 2007, vol. 7, no. 3, pp. 203–212.
5. Schreiner R. T., Efimov A. A., Kalygin A. I. Algorithms and Mathematical Description of the Active PWM Rectifiers. *Elektrotehnika*, 2000, no. 10, pp. 42–49 (In Russian).
6. Schreiner R. T., Efimov A. A., Zinoviev G. S., Koryukov K. N., Muhamatshin I. A., Kalygin A. I. Predictive Ladder Vector Control Frequency Converters Active in the AC Drive Systems. *Elektrotehnika*, 2004, no. 10, pp. 43–50 (In Russian).

УДК 62-52.66.012.37

## АНАЛИЗ ЗАДАЧИ РЕАЛЬНОГО ТРОЙНОГО ИНТЕГРАТОРА

Д. Ю. Муромцев<sup>а</sup>, доктор техн. наук, профессор

В. А. Погонин<sup>а</sup>, доктор техн. наук, профессор

<sup>а</sup>Тамбовский государственный технический университет, Тамбов, РФ

**Цель:** разработка математического обеспечения энергосберегающего управления, позволяющего решать задачи синтеза в реальном времени оптимальных управляющих воздействий при управлении энергоемкими объектами на множестве состояний функционирования. **Методы:** на основе методов принципа максимума и синтезирующих переменных предложен подход выполнения полного анализа оптимального управления объектами, динамика которых описывается линейными дифференциальными уравнениями третьего порядка. **Результаты:** получены новые результаты исследований по задаче оптимального управления объектами, динамика которых описывается моделью реального тройного интегратора; минимизируется функционал — затраты энергии (или расход топлива); на управляющие воздействия наложены ограничения; концы траектории изменения вектора фазовых координат закреплены; временной интервал управления фиксирован. К этим результатам относятся анализ возможных видов функций энергосберегающего управления; предложенный вектор синтезирующих переменных, размерность которого значительно меньше размерности массива исходных данных, необходимого для численного решения задачи; условия существования решения задачи и др. При этом в процессе функционирования объекта могут изменяться его параметры, границы изменения управляющего воздействия, начальные и конечные значения компонентов вектора фазовых координат, начальный и конечный моменты временного интервала. Для сокращения данная задача названа «задачей реального тройного интегратора». **Практическая значимость:** полученные результаты могут быть использованы разработчиками математического обеспечения САПР и SCADA для создания программных модулей, позволяющих автоматизированно проектировать алгоритмическое обеспечение систем энергосберегающего управления соответствующими объектами; разработчиками баз знаний экспертных систем, предназначенных для решения задач оптимального управления; проектировщиками интеллектуальных контроллеров, которые в реальном времени синтезируют управляющие воздействия тепловыми аппаратами, машинами с электроприводом и другими энергоемкими объектами; разработчиками топологии специализированных микросхем для интеллектуальных контроллеров. Кроме того, результаты работы могут использоваться для исследования более сложных задач, в частности, применительно к гибридным и другим МИМО-объектам.

**Ключевые слова** — оптимальное управление, полный анализ оптимального управления, задача реального тройного интегратора, синтезирующие переменные.

### Введение

Большинство энергоемких объектов обладают инерционными свойствами, и их динамические режимы в достаточно широком интервале изменения вектора фазовых координат с требуемой точностью описываются линейными дифференциальными уравнениями третьего порядка. В работе [1] рассмотрены аспекты полного анализа задачи оптимального управления объектами, представляемыми моделью тройного интегратора, т. е. получены условия существования решения задачи, все возможные виды функций оптимального управления, соотношения для оперативного определения вида функций и расчета ее параметров при любых значениях исходных данных. Данная модель применительно к машинам с электроприводами, тепловым аппаратам, транспортным средствам и другим динамическим объектам обеспечивает приемлемую точность лишь в узком диапазоне изменения фазовых координат. Значительно большими возможностями в отношении точности и области использования обладают модели типа реальный тройной интегратор. Полный анализ задач энергосберегающего управления применительно к такого типа объектам до настоящего времени не проводился.

В статье приводятся результаты исследований задачи реального тройного интегратора на множе-

стве состояний функционирования, выполненных с помощью принципа максимума и метода синтезирующих переменных [2, 3]. Более сложные модели динамики во всем диапазоне изменения фазовых координат объекта могут быть представлены дифференциальными уравнениями с разрывной правой частью, при этом каждая часть описывается тройным или реальным тройным интегратором. Задача энергосберегающего управления в этом случае решается комбинированным методом [4, 5].

### Постановка задачи тройного интегратора

В простейшем случае задача реального тройного интегратора (ЗРТИ) формулируется как задача оптимального управления (ОУ) с закрепленными концами вектора фазовых координат  $\mathbf{z} = (z_1, z_2, z_3)^T$ , фиксированным временным интервалом и ограничением на скалярное управление  $u$  в каждый момент времени  $t$ , т. е.

$$\dot{\mathbf{z}} = \mathbf{A}\mathbf{z}(t) + \mathbf{B}u(t), \quad t \in [t_0, t_k],$$

$$\mathbf{A} = \begin{pmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & a_3 \end{pmatrix}, \quad \mathbf{B} = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ b \end{pmatrix}; \quad (1)$$



$$\begin{aligned} \mathbf{z}(t_0) &= \mathbf{z}^0 = (z_1^0, z_2^0, z_3^0)^T, \\ \mathbf{z}(t_k) &= \mathbf{z}^k = (z_1^k, z_2^k, z_3^k)^T; \end{aligned} \quad (2)$$

$$\forall t \in [t_0, t_k]: u(t) \in [u_n, u_b]; \quad (3)$$

$$J = \int_{t_0}^{t_k} f_0(\mathbf{z}, u, t) dt \rightarrow \min_u. \quad (4)$$

Здесь  $\mathbf{A}, \mathbf{B}$  — матрицы параметров модели объекта;  $t_0, t_k$  — начало и конец временного интервала управления;  $\mathbf{z}^0, \mathbf{z}^k$  — начальное и конечное значения вектора  $\mathbf{z}$ ;  $u_n, u_b$  — нижняя и верхняя границы изменения  $u$ ;  $f_0: R^3 \times R \times R \rightarrow R$ .

Для решения задачи (1)–(4) при конкретном виде минимизируемого функционала (4), т. е. определения вида и параметров функции ОУ, задается массив исходных данных

$$\mathbf{R} = (a_3, b, u_n, u_b, z_1^0, z_2^0, z_3^0, z_1^k, z_2^k, z_3^k, t_0, t_k). \quad (5)$$

При использовании программной стратегии реализации ОУ в результате решения задачи определяется оптимальная программа

$$u^*(\cdot) = (u^*(t), t \in [t_0, t_k]), \quad (6)$$

в случае позиционной — вид и параметры синтезирующей функции

$$u^*(t) = s(z(t), t_k - t). \quad (7)$$

Находятся также оптимальные траектория  $z^*(\cdot)$  и значение функционала  $J^*$ . Для энергоемких объектов обычно используются функционалы, минимизирующие затраты энергии, расход топлива и время (задача быстрогодействия), т. е.

$$J_9 = \int_{t_0}^{t_k} u^2(t); \quad J_T = \int_{t_0}^{t_k} |u(t)| dt; \quad J_6 = t_k - t_0, \quad (8)$$

в последнем случае время  $t_k$  не фиксируется.

Как и в работе [1], под анализом ЗРТИ для определенного вида функционала (8) будем понимать комплекс исследований в целях получения условий существования решения задачи ОУ, возможных видов функций ОУ, соотношений для определения их видов, алгоритмов для оперативного расчета параметров функций ОУ или синтезирующих функций при любых значениях массива реквизитов (5).

Результаты полного анализа ЗРТИ позволяют создавать фреймы базы знаний экспертной системы, предназначенной для автоматизированного проектирования алгоритмического обеспечения автоматических систем энергосберегающего управления, а также разрабатывать математическое обеспечение бортовых контроллеров [6].

Следует заметить, что получаемые результаты могут использоваться при введении в модель (1)

временного запаздывания по каналу управления, дополнении ограничений (3) интегральным ограничением на лимит энергии или запас топлива, введении ограничений на траектории фазовых координат. Кроме того, результаты можно использовать для гибридных объектов, которые применяют различные виды энергоносителей.

### Синтезирующие переменные и условия существования решения задачи

В настоящем разделе используются определения, введенные в работах [1, 3].

*Утверждение 1.* Если решение ЗРТИ без учета ограничений на управление (3) существует, то результаты полного анализа задачи (1)–(4) могут быть рассчитаны и визуально представлены по значениям массива синтезирующих переменных  $\mathbf{L} = (L_1, L_2, L_3; \bar{a}_3)$ , компоненты которого вычисляются по исходным данным (5) по формулам

$$L_1 = \frac{4}{\Delta t \Delta u b} (\Delta z_3 - a_3 \Delta z_2 - \Delta t b \bar{u}); \quad (9)$$

$$L_2 = \frac{8}{\Delta t^2 \Delta u b} \times \left( \Delta z_2 - a_3 \Delta z_1 + a_3 z_2^0 \Delta t - z_3^0 \Delta t - \frac{1}{2} \Delta t^2 b \bar{u} \right); \quad (10)$$

$$L_3 = \frac{4}{\Delta t \Delta u b} \left( z_3^k - z_3^0 e^{a_3 \Delta t} - \frac{b}{a_3} \bar{u} (e^{a_3 \Delta t} - 1) \right); \quad (11)$$

$$\bar{a}_3 = \frac{1}{2} a_3 \Delta t; \quad (12)$$

$$\Delta t = t_k - t_0, \quad \Delta u = u_b - u_n,$$

$$\bar{u} = \frac{1}{2} (u_n + u_b), \quad \Delta z_i = z_i^k - z_i^0, \quad i = 1, 2, 3,$$

при этом если массив  $\mathbf{R}$  однозначно определяет вид функции ОУ и ее параметры, то и массив  $\mathbf{L}$  обладает этим свойством.

Для доказательства в исходной задаче (1)–(4) нормируются интервалы  $[t_0, t_k]$  и  $[u_n, u_b]$ , т. е. время  $t$  заменяется на нормированное  $T \in [0; 2]$ , а управление  $u(t)$  — на  $U(T) \in [-1; 1]$ . В результате перехода от исходной задачи к нормируемой (базовой) с временем  $T$  и управлением  $U$  устанавливаются соотношения между компонентами  $\mathbf{L}$  и  $U(T)$

$$\int_0^2 U(T) dT = L_1; \quad (13)$$

$$\int_0^2 (2 - T) U(T) dT = L_2; \quad (14)$$

$$\int_0^2 e^{\bar{a}_3(2-T)} U(T) dT = L_3. \quad (15)$$

Равенства (13)–(15) используются для определения вида и расчета параметров функции  $U^*(T)$ . Пересчет  $U^*(T)$  в натуральное управление  $u^*(T)$  производится по формулам

$$u^* = \bar{u} + \frac{1}{2}\Delta u U^*; t = t_0 + \frac{1}{2}\Delta t T. \quad (16)$$

Таким образом, введение синтезирующих переменных позволяет уменьшить размерность массива, определяющего вид и параметры функции  $U^*(T)$ , по сравнению с размерностью массива  $\mathbf{R}$  почти в 3 раза. Это существенно упрощает расчетные соотношения и облегчает визуализацию результатов анализа.

*Утверждение 2.* Если в пространстве синтезирующих переменных (9)–(12) для заданного массива исходных данных (5) выполняются условия

$$L_i \in [-2, 2], i = 1, 2; \\ L_3 \in \left[ \frac{1}{\bar{a}_3}(1 - e^{2\bar{a}_3}); \frac{1}{\bar{a}_3}(e^{2\bar{a}_3} - 1) \right] \quad (17)$$

и

$$L_3 \in \left[ \min \{ \varphi_1(L_1, L_2, \bar{a}_3), \varphi_2(L_1, L_2, \bar{a}_3) \}, \max \{ \varphi_1(L_1, L_2, \bar{a}_3), \varphi_2(L_1, L_2, \bar{a}_3) \} \right], \quad (18)$$

$$\varphi_1(L_1, L_2, a_3) = \\ = \frac{2}{\bar{a}_3} e^{2\bar{a}_3} \left[ \exp \left[ -\bar{a}_3 \left( 2,5 - \frac{1}{4}L_1 + \frac{L_2 - 2}{2 - L_1} \right) \right] - \exp \left[ -\bar{a}_3 \left( 1,5 + \frac{1}{4}L_1 + \frac{L_2 - 2}{2 - L_1} \right) \right] \right] + \frac{1}{\bar{a}_3} (e^{2\bar{a}_3} - 1), \quad (19)$$

$$\varphi_2(L_1, L_2, a_3) = \frac{1}{\bar{a}_3} (1 - e^{2\bar{a}_3}) - \\ - \frac{2}{\bar{a}_3} e^{2\bar{a}_3} \left[ \exp \left[ -\bar{a}_3 \left( 2,5 + \frac{L_1}{4} + \frac{L_2 - 2}{2 + L_1} \right) \right] - \exp \left[ -\bar{a}_3 \left( 1,5 - \frac{L_1}{4} - \frac{L_2 - 2}{2 + L_1} \right) \right] \right], \quad (20)$$

то решение задачи (1)–(4) для этих исходных данных существует.

При доказательстве и выводе функций (19), (20) используется положение, что на границе области  $L_c$  существования решения задачи имеет место управление ступенчатого вида, соответствующее задаче максимального быстродействия. Соотношения (17), (18) имеют место при любых видах функционалов (8). В соотношении (17) для  $L_3$  предполагается, что  $a_3 < 0$ .

На основе утверждения 2 проверка существования решения ЗРТИ производится следующим образом. По формулам (9)–(12) рассчитываются значения компонентов массива  $\mathbf{L}$ . Далее по формулам (19), (20) вычисляются  $\varphi_i(L_1, L_2, \bar{a}_3)$ ,

$i = 1, 2$ , и затем для  $L_3$  проверяется выполнение условий (17), (18). Если они выполняются, то решение задачи существует. В противном случае для задаваемого массива  $\mathbf{R}$  невозможно перевести объект из  $z^0$  в  $z^k$  за время  $\Delta t$  при ограничении (3).

### Виды функций оптимального управления

Функции ОУ  $U_i^*(T)$  и  $U_j^*(T)$  называются различными, если они имеют разное число параметров или определение параметров производится с использованием разных соотношений. Разные соотношения в основном обусловлены разным расположением и числом ТП — «точек переключения» (моментов переключения), в которых функция  $U_i^*(T)$  выходит на граничное значение 1 или -1.

В качестве примера на рисунке показан вид функции  $U_i^*(T)$  с тремя моментами переключения  $T_a, T_b, T_c$ .

*Определение 1.* Функции ОУ  $U_i^*(T)$ ,  $i = 0, 1, 2, \dots$ , содержащие три параметра, которые рассчитываются решением уравнений (13)–(15), назовем основными видами функций. Этим видам функций соответствуют области  $L_i \subset L_c$  в пространстве синтезирующих переменных  $L_1, L_2, L_3$ .

Таким образом, область  $L_i$  представляет собой область существования  $i$ -го основного вида функции ОУ, и  $\forall L \in L_i$  параметры функции  $U_i(T)$  рассчитываются с помощью одних и тех же соотношений.

*Утверждение 3.* Если в задаче (1)–(4) в качестве функционала рассматриваются затраты энергии  $J_0$  и решение задачи существует, то возможны следующие основные виды функций ОУ:

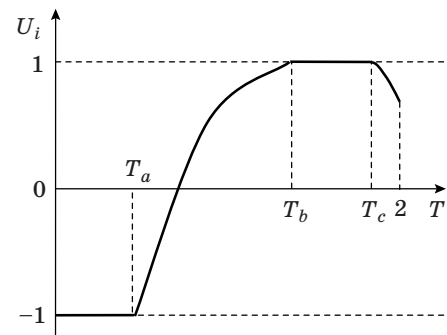
— без ТП

$$U_0(T) = D_0 + D_1 T + D_2 e^{-\bar{a}_3 T}, T \in [0; 2]; \quad (21)$$

— с одной ТП

$$U_{1(2)}(T) = (\bar{U}(T), 1(-1); T_{1(2)}); \quad (22)$$

$$U_{3(4)}(T) = (1(-1), \bar{U}(T); T_{3(4)}); \quad (23)$$



■ Вид функции  $U_i^*(T)$

— с двумя ТП

$$U_{5(6)}(T) = (\bar{U}(T), 1(-1), \bar{U}(T); T_{5(6)}; T'_{5(6)}); \quad (24)$$

$$U_{7(8)}(T) = (1(-1), U(T), 1(-1); T_{7(8)}; T'_{7(8)}); \quad (25)$$

$$U_{9(10)}(T) = (1(-1), U(T), -1(1); T_{9(10)}; T'_{9(10)}); \quad (26)$$

— с тремя ТП

$$U_{11(12)}(T) = \begin{pmatrix} -1(1), U(T), 1(-1), U(T); \\ T_{11(12)}, T'_{11(12)}, T''_{11(12)} \end{pmatrix}; \quad (27)$$

$$U_{13(14)}(T) = \begin{pmatrix} \bar{U}(T), 1(-1), U(T), -1(1); \\ T_{13(14)}, T'_{13(14)}, T''_{13(14)} \end{pmatrix}; \quad (28)$$

— с четырьмя ТП

$$U_{15(16)}(T) = \begin{pmatrix} 1(-1), \bar{U}(T), -1(1), U(T), 1(-1); \\ T_{15(16)}, T'_{15(16)}, T''_{15(16)}, T'''_{15(16)} \end{pmatrix}; \quad (29)$$

где  $\bar{U}(T)$  — участок функции вида (21);  $T_i, T'_i, T''_i, T'''_i$  — моменты переключения функции  $\bar{U}(T)$  на соответствующие граничные значения 1 или -1. Функциям (21)–(29) соответствуют области  $L_i \subset L_c, i = 0, 1, \dots, 16$ .

Доказательство утверждения следует из принципа максимума и свойств функции (21) при возможных значениях параметров  $D_0, D_1, D_2$ .

Заметим, что в формулах (22)–(29) используется сокращенный (компактный) вид записи  $U_i(T), i = 1, 16$ . В полном виде функции ОУ, например  $U_{5(6)}(T)$ , записываются следующим образом:

$$U_5(T) = \begin{cases} \bar{U}(T), & T \in [0; T_5), \\ 1, & T \in [T_5; T'_5), \\ \bar{U}(T), & T \in [T'_5; 2]; \end{cases}$$

$$U_6(T) = \begin{cases} \bar{U}(T), & T \in [0; T_6), \\ -1, & T \in [T_6; T'_6), \\ \bar{U}(T), & T \in [T'_6; 2]. \end{cases}$$

Наряду с основными видами функций  $U_i(T)$  имеют место функции ОУ с двумя параметрами, одним параметром и функции, для которых не требуется рассчитывать параметры. Функциям ОУ с двумя параметрами соответствуют поверхности, ограничивающие области  $L_i$ . Наибольший интерес представляют также функции ОУ на границах области  $L_c$ .

*Утверждение 4.* Если решение ЗРТИ (1), (2), (4) существует, то в задаче (1)–(4) при функционалах  $J_3, J_T$  область  $L_c$  ограничена внешними поверхностями  $G_{c,1}, G_{c,2}$  и этим поверхностям соответствуют функции ОУ

$$U_{G1}(T) = \begin{cases} 1, & T \in [0; T_{G1}), \\ -1, & T \in [T_{G1}; T'_{G1}), \\ 1, & T \in [T'_{G1}; 2]; \end{cases}$$

$$U_{G2}(T) = \begin{cases} -1, & T \in [0; T_{G2}), \\ 1, & T \in [T_{G2}; T'_{G2}), \\ -1, & T \in [T'_{G2}; 2] \end{cases} \quad (30)$$

с двумя рассчитываемыми параметрами  $T_{Gi}, T'_{Gi}, i = 1, 2$ .

Для доказательства утверждения используется решение задачи оптимального быстродействия. Функции ОУ (30) будем называть граничными. Другим функциям ОУ с двумя параметрами соответствуют поверхности  $G_{i,j}$ , представляющие собой границы между областями  $L_i$  и  $L_j$ . Например, поверхности  $G_{0,3}$ , разграничивающей области  $L_0$  и  $L_3$ , соответствует управление

$$U_{0,3}(T) = D_0 + D_1 T + (1 - D_0) e^{-\bar{a}_3 T}. \quad (31)$$

Функциям ОУ, которые содержат один рассчитываемый параметр, соответствуют линии пересечения поверхностей  $G_{i,j}$  с  $G_{j,k}$ . Так, линиям  $g_{c,1}$  и  $g_{c,2}$ , образуемым пересечением граничных поверхностей  $G_{c,1}$  и  $G_{c,2}$ , соответствуют однопараметрические функции

$$U_{g_1}(T) = \begin{cases} 1, & T \in [0; T_{g_1}), \\ -1, & T \in [T_{g_1}; 2]; \end{cases}$$

$$U_{g_2}(T) = \begin{cases} -1, & T \in [0; T_{g_2}), \\ 1, & T \in [T_{g_2}; 2]. \end{cases} \quad (32)$$

Функциям ОУ, для которых не требуется рассчитывать параметры, соответствуют отдельные точки («полюса») области  $L_c$ , образуемые пересечением линий  $g_i$  с  $g_k$ . Такие функции будем называть «полюсными». Наиболее важными «полюсными» функциями, расположенными в вершинах области  $L_c$ , являются

$$U_{п1}(T) = 1, T \in [0; 2] \text{ и } U_{п2}(T) = -1, T \in [0; 2]. \quad (33)$$

Функции  $U_{п1}(T)$  соответствует точка

$$L_1 = 2, L_2 = 2, L_3 = (e^{2\bar{a}_3} - 1) / \bar{a}_3,$$

а функции  $U_{п2}(T)$  — точка

$$L_1 = -2, L_2 = -2, L_3 = (1 - e^{2\bar{a}_3}) / \bar{a}_3.$$

Это следует непосредственно из (13)–(15).

**Определение функций оптимального управления**

Важную роль для определения вида функции ОУ и расчета ее параметров играет анализ расположения функции (21) относительно граничных значений.

*Утверждение 5.* Если для задаваемого массива исходных данных (5) параметры  $D_0, D_1, D_2$  функции  $U_0(T)$  рассчитаны решением системы трех линейных уравнений

$$2D_0 + 2D_1 + \frac{1}{\bar{a}_3}(1 - e^{-2\bar{a}_3})D_2 = L_1;$$

$$2D_0 + \frac{4}{3}D_1 + \left[ \frac{2}{\bar{a}_3^2} + \frac{1}{\bar{a}_3^2}(e^{-2\bar{a}_3} - 1) \right] D_2 = L_2;$$

$$\frac{1}{\bar{a}_3}(e^{-2\bar{a}_3} - 1)D_0 + \frac{1}{\bar{a}_3^2}(e^{-2\bar{a}_3} - 2\bar{a}_3 - 1)D_1 + \frac{1}{2\bar{a}_3}(e^{2\bar{a}_3} - e^{-2\bar{a}_3})D_2 = L_3 \quad (34)$$

и при этих параметрах выполняются условия

$$(D_0 + D_2) \in (-1; 1); \quad (35)$$

$$(D_0 + 2D_2 + D_2e^{-2\bar{a}_2}) \in (-1; 1), \quad (36)$$

причем в случае

$$T_M = -\frac{1}{\bar{a}_3} \ln \frac{\bar{a}_3 D_1}{D_2} \in (0; 2) \quad (37)$$

имеет место

$$U_0(T_M) \in (-1; 1), \quad (38)$$

то управление  $U_0(T)$  является оптимальным.

Для доказательства утверждения используются уравнения (9)–(15) и свойства функции (21).

*Утверждение 6.* Если для параметров  $D_0, D_1, D_2$ , полученных решением системы уравнений (34), одно или более условий (35), (36), (38) не выполняется, но выполняются условия (17), (30), то для задаваемого массива исходных данных (5) имеет место либо одна из основных видов функций ОУ

$$U_i(T), i \in \{1, 2, \dots, 16\},$$

либо двухпараметрическая вида (30), либо однопараметрическая, например (32), либо «полусная» типа (33).

Это непосредственно следует из структуры области существования  $L_c$  в пространстве синтезирующих переменных.

*Утверждение 7.* Если для задаваемых исходных данных (25) условия (17), (18) выполняются, то расчет параметров функций ОУ  $U_i(T), i = 1, 16$  производится решением системы уравнений, которая включает три уравнения, получаемые

из равенств (13)–(15), и дополнительные уравнения, соответствующие ТП, при этом число дополнительных уравнений соответствует числу ТП.

В основе доказательства лежит рассмотрение видов функций ОУ, приведенных в формулах (22)–(33).

Например, для функции  $U_1(T)$  (22) имеет место одна ТП ( $T = T_1; U(T) = 1$ ) или сокращенно ( $T_1; 1$ ). В этом случае система уравнений принимает вид

$$D_0 T_1 + \frac{1}{2} D_1 T_1^2 + D_2 \frac{1}{\bar{a}_3} (1 - e^{-\bar{a}_3 T_1}) + 2 - T_1 = L_1; \quad (39)$$

$$D_0 T_1 (2 - 0,5 T_1) + D_1 T_1^2 \left( 1 - \frac{1}{3} T_1 \right) + D_2 \left( \frac{2}{\bar{a}_3} (1 - e^{-\bar{a}_3 T_1}) + \frac{1}{\bar{a}_3^2} (e^{-\bar{a}_3 T_1} (\bar{a}_3 T_1 + 1) - 1) \right) + \frac{1}{2} (2 - T_1)^2 = L_2; \quad (40)$$

$$D_0 \left( e^{2\bar{a}_3} - e^{\bar{a}_3(2-T_1)} \right) \frac{1}{\bar{a}_3} + D_1 \left( e^{2\bar{a}_3} - e^{\bar{a}_3(2-T_1)} (\bar{a}_3 T_1 + 1) \right) \frac{1}{\bar{a}_3^2} + D_2 \left( e^{2\bar{a}_3} - e^{\bar{a}_3(2-T_1)} \right) \frac{1}{2\bar{a}_3} + \left( e^{\bar{a}_3(2-2T_1)} - 1 \right) \frac{1}{\bar{a}_3} = L_3; \quad (41)$$

$$D_0 + D_1 T_1 + D_2 e^{-\bar{a}_3 T_1} = 1. \quad (42)$$

Из данной системы уравнений видно, что ее можно свести к трем уравнениям с тремя неизвестными, например, используя (42), выразить  $D_0$  как функцию  $D_1, D_2, T_1$  и подставить эту функцию в (39)–(41).

Полученные соотношения (9)–(15), (17), (18), (34)–(38) составляют основу базы знаний для определения вида функции ОУ с использованием системы продукционных правил. Продукционные правила имеют типовую схему, в которой используются параметры  $D_0, D_1, D_2$ , рассчитанные решением системы (34).

*Правило 1:* ЕСЛИ выполняются условия (17), (18), (36) И  $(D_{01} + D_2) > 1$ , ТО функция ОУ имеет вид  $U_3(T)$  ИЛИ  $U_{10}(T)$ .

*Правило 2:* ЕСЛИ выполняются условия (17), (18), (36) И  $(D_{01} + D_2) < -1$ , ТО функция ОУ имеет вид  $U_4(T)$  ИЛИ  $U_9(T)$  и т. д.

На основе выполненного анализа решение ЗРТИ содержит следующие этапы.

1. Рассчитываются значения синтезирующих переменных (9)–(12).

2. Проверяется выполнение условий существования решения задачи [соотношения (17)–(20)].

3. Если решение существует, то рассчитываются параметры  $D_0, D_1, D_2$  решением системы (34).

4. С использованием системы производственных правил определяется вид функции ОУ.

5. Составляется и решается система уравнений вида (39)–(42) для расчета параметров функции ОУ. Данная методика использована при разработке программного модуля экспертной системы «Энергосберегающее управление динамическими объектами».

Используя полученные в статье результаты для создания программного модуля, можно с его помощью решать соответствующие задачи пользователю любого уровня подготовки в данной предметной области в диалоговом режиме практически в реальном времени.

Созданные программные модули экспертной системы энергосберегающего управления позволяют в реальном времени проверять существование решения задачи ОУ для задаваемого массива исходных данных, определять вид функций ОУ, рассчитывать параметры ОУ и траектории вектора фазовых координат, оценивать эффект энергосбережения, решать обратные задачи ОУ.

С одним из программных модулей можно работать непосредственно в сети Internet (<http://crems.jesby.tstu.ru:88/moduli/di-e-pr-o/di-e-pr-o/>). Примеры работы программных модулей для вулканизационного пресса, электропривода постоянного тока, печи для термообработки магнитопрвода приведены в работе [7].

## Заключение

Приводятся результаты анализа энергосберегающего управления применительно к объектам, динамика которых описывается моделью реального тройного интегратора. Анализ включает определение всех возможных видов функций ОУ, получение условий существования решения задачи, определение соотношений для оперативного определения вида функции управления и расчета ее параметров по задаваемым исходным данным.

Полученные результаты позволяют решать задачи синтеза в реальном времени оптимальных управляющих воздействий при управлении энергоемкими объектами на множестве состояний функционирования, т. е. когда в процессе управления могут изменяться параметры модели динамики, границы изменения управления, конечные значения фазовых координат и др. Рассмотренный подход удобен при разработке алгоритмического обеспечения автоматических систем энергосберегающего управления тепловыми аппаратами, машинами с электроприводами и транспортными средствами.

Полученные соотношения могут быть использованы при разработке алгоритмического обеспечения бортовых контроллеров, управляющих динамическими режимами энергопотребляемых объектов, а также в экспертных системах, SCADA и системах автоматизированного проектирования устройств автоматического управления.

Работа выполнена при поддержке гранта РФФИ 14-08-00489 А.

## Литература

1. Козлов А. И., Муромцев Д. Ю. Полный анализ задачи тройного интегратора // Автоматика и Телемеханика. 2005. № 1. С. 3–12.
2. Понтрягин Л. С., Болтянский В. Г., Гамкрелидзе Р. В., Мищенко Е. Ф. Математическая теория оптимальных процессов. — М.: Наука, 1969. — 384 с.
3. Ляпин Л. Н., Муромцев Ю. Л. Анализ и оперативный синтез оптимального управления в задаче двойного интегратора на множестве состояний функционирования // Изв. АН СССР. Техническая кибернетика. 1990. № 3. С. 57–64.
4. Муромцев Д. Ю., Муромцев Ю. Л., Орлова Л. П. Синтез энергосберегающего управления многоста-

дийными процессами комбинированным методом // Автоматика и Телемеханика. 2002. № 3. С. 169–178.

5. Муромцев Ю. Л., Бодров В. И., Муромцев Д. Ю. Идентификация моделей тепловых объектов при оперативном синтезе оптимального управления // Вестник ТГТУ. 2000. Т. 6. № 1. С. 19–25.
6. Муромцев Д. Ю., Тюрин И. В., Гребеников Р. В. Конструирование энергосберегающих регуляторов для объектов малой энергетики // Вестник ТГТУ. 2010. Т. 16. № 2. С. 236–245.
7. Муромцев Ю. Л., Муромцев Д. Ю., Погонин В. А. Теоретические основы энергосберегающего управления. — М.: Янус-К, 2010. — 286 с.

UDC 62-52.66.012.37

**Real Ternary Integrator Problem Analysis**Muromtsev D. Yu.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, creams@crems.jesby.tstu.ruPogonin V. A.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, pogvas@inbox.ru<sup>a</sup>Tambov State Technical University, 106, Sovetskaia Emb., 392000, Tambov, Russian Federation

**Purpose:** Developing mathematical support for energy saving control, able to solve problems of real-time synthesis of optimal control over energy-intensive objects, on a number of performance conditions. **Methods:** With the use of maximum principle and synthesizing variables, we propose an approach to implement a comprehensive analysis of optimal control over objects whose dynamics is described by linear differential equation of the third order. **Results:** New results were obtained on the problem of the optimal control over objects whose dynamics is described by a real ternary integrator model. The functional (energy or fuel consumption) is minimized, the control actions are constrained, the ends of the phase coordinate change trajectory vector are fixed, the control time interval is also fixed. The obtained results include the analysis of possible types of power-saving control functions, the suggested vector of the synthesizing variables whose dimension is much less than that of the initial data array necessary for a numerical solution of the problem, the conditions of solution existence, etc. The functioning of the object can involve certain variations in its parameters, in the boundaries of the control impact changes, in the initial and final values of the phase coordinate vector components, or in the initial and final moments of the time interval. The title of the problem was shortened to "real ternary integrator problem". **Practical relevance:** The obtained results can be used by developers of CAD/CAM and SCADA systems to create software modules for automatic design of algorithms for energy-saving control systems. It can also be used by designers of intellectual controllers able to synthesize controlling impact on thermal devices, electric engines and other energy-intensive objects, and by inventors of special circuit topology for intellectual controllers. Besides, the obtained results can be used to study more sophisticated problems like those involving hybrid and other MIMO-objects.

**Keywords** — Optimal Control, Complete Analysis of the Optimal Control, Real Ternary Integrator Problem, Synthesizing Variables.

**References**

1. Kozlov A. I., Muromtsev D. Yu. Complete Analysis of the Triple Integrator Problem. *Avtomatika i Telemekhanika*, 2005, no. 1, pp. 3–12 (In Russian).
2. Pontryagin L. S., Boltyanskii V. G., Gamkrelidze R. V., Mishchenko E. F. *Matematicheskaya Teoriya Optimal'nykh Protsesov* [Mathematical Theory of Optimal Processes]. Moscow, Nauka Publ., 1969. 384 p. (In Russian).
3. Lyapin L. N., Muromtsev Ju. L. Analysis and Operational Synthesis of the Optimal Control in the Problem of the Double Integrator on the Set of Operation States. *Izvestiya AN SSSR. Tekhnicheskaya kibernetika*, 1990, no. 3, pp. 57–64 (In Russian).
4. Muromtsev D. Yu., Muromtsev Yu. L., Orlova L. P. Synthesis of Energy-Saving Control of Multistage Process with Combined Method. *Avtomatika i Telemekhanika*, 2002, no. 3, pp. 169–178 (In Russian).
5. Muromtsev Yu. L., Bodrov V. I., Muromtsev D. Yu. Identification of Thermal Objects Models in Operational Synthesis of Optimal Control. *Vestnik TGTU*, 2000, vol. 6, no. 1, pp. 19–25 (In Russian).
6. Muromtsev D. Yu., Tyurin I. V., Grebennikov R. V. Construction of Energy-Saving Controllers for Small-Scale Energy Facilities. *Vestnik TGTU*, 2010, vol. 16, no. 2, pp. 236–245 (In Russian).
7. Muromtsev Yu. L., Muromtsev D. Yu., Pogonin V. A. *Teoreticheskie osnovy energosberegayushchego upravleniya* [Theoretical Bases of Energy Saving Management]. Moscow, Yanus-K Publ., 2010. 286 p. (In Russian).

УДК 629.73.02; 629.73.05/.06; 535.643

# ИССЛЕДОВАНИЕ ВИЗУАЛЬНЫХ ХАРАКТЕРИСТИК СРЕДСТВ ОТОБРАЖЕНИЯ ПИЛОТАЖНО-НАВИГАЦИОННЫХ ПАРАМЕТРОВ И ГЕОИНФОРМАЦИОННЫХ ДАННЫХ В АВИАНИКЕ

М. О. Костишин<sup>а, б</sup>, аспирант, инженер

И. О. Жаринов<sup>а, б</sup>, доктор техн. наук, заведующий кафедрой, руководитель учебно-научного центра

О. О. Жаринов<sup>в</sup>, канд. техн. наук, доцент

<sup>а</sup>Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики, Санкт-Петербург, РФ

<sup>б</sup>ФГУП «Санкт-Петербургское ОКБ «Электроавтоматика» им. П. А. Ефимова», Санкт-Петербург, РФ

<sup>в</sup>Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

**Постановка проблемы:** проектирование современных бортовых средств отображения пилотажно-навигационных параметров и геоинформационных данных (цифровой карты местности) связано с необходимостью выполнения требований по качеству визуализации индицируемой информации. Качество визуализации имеет количественную оценку в виде значения контраста изображения для всех индицируемых на экране цветов. Для обеспечения устойчивой читаемости пилотами изображения на экране координаты цветности элементов изображения должны выбираться специальным образом. Целью исследования является обоснование принципов выбора координат цветности элементов изображения, отображаемых на экране индикаторов. **Методы:** для индикации пилотажно-навигационных параметров и геоинформационных данных на борту летательного аппарата используются многофункциональные цветные индикаторы, выполненные на плоских жидкокристаллических панелях. Выбор координат цветности элементов изображения осуществляется по максимуму значения яркостного контраста в выбранном цвете. Расчет координат цветности осуществляется с использованием цветового треугольника Максвелла на основе взаимного преобразования компонентов XY-плоскости и десятичных кодов RGB функционального программного обеспечения средства индикации. **Результаты:** получены численные значения (x, y)-координат цветности цветовой палитры, используемой для индикации пилотажно-навигационной информации (одна группа цветов) и геоинформационных данных (другая группа цветов). Идея исследования основывалась на проведении серии экспериментов, в которых оценивался яркостной контраст изображения, индицируемого на экране в различных цветах в условиях воздействия внешней освещенности уровня 75 клк, создаваемой специализированной светотехнической установкой. Исследовались образцы индикаторов с экраном фирм Sextant, NEC, Siemens, Sharp с газоразрядными лампами подсвета. Количественные оценки яркостного контраста изображения в различных цветах приведены на соответствующих диаграммах. Уровнем принятия решения о возможности использования кодов RGB цветов установлен уровень контраста изображения в заданном цвете, превышающий два. **Практическая значимость:** результаты исследования получены при выполнении опытно-конструкторской работы и могут использоваться разработчиками программного обеспечения средств индикации для выбора координат цветности цветовой палитры, устойчивой к восприятию человеческим глазом в условиях повышенной внешней освещенности.

**Ключевые слова** — эргономика, координаты цветности, системы индикации, авионика.

## Введение

При разработке современных бортовых средств отображения информации класса МФЦИ (многофункциональные цветные индикаторы) актуальной является задача выбора кодов компонентов основных цветов (красного, зеленого, синего), используемых в программном обеспечении МФЦИ для задания цветовой палитры индицируемой информации с повышенными визуальными характеристиками восприятия для летного состава [1–7]. Такая задача имеет важнейшее практическое значение, так как условия эксплуатации МФЦИ предполагают визуальный контроль пилотажно-навигационной информации и геоинформационных данных при наличии повышенных уровней внешней солнечной засветки экрана, существенно усложняющей восприятие информации.

Средством отображения информации в МФЦИ является жидкокристаллический (ЖК) экран [8–13], цвет свечения каждого пикселя которого определяется программно управляемым кодом RGB (R — red, G — Green, B — Blue), задающим угол поворота ЖК-кристаллов, моделирующих белый спектр свечения заднего или бокового источника подсвета.

Основной проблемой обеспечения качества визуализации является проблема выбора координат цветности элементов изображения, устойчивых для восприятия пилотом в условиях воздействия прямой солнечной засветки ЖК-экрана. Солнечная засветка ЖК-экрана возникает из-за попадания внешней освещенности на плоскость экрана в кабине летательного аппарата (ЛА), вследствие чего снижается контраст индицируемого изображения.

Задача исследования, таким образом, заключается в определении управляющих кодов

компонентов цветов цветовой палитры, используемой разработчиками программного обеспечения при синтезе индикационных кадров изображения на бортовых средствах индикации.

### Принцип формирования цветовой палитры на МФЦИ

Кодирование каждого цвета в видеоОЗУ графического контроллера основано на преобразованиях (прямом и обратном), связывающих десятичный код цвета в компонентах  $RGB \in [0, 255]$  с кодом цвета в компонентах  $XYZ \in [0, 1]$  цветного треугольника Максвелла, определенного в пространстве  $XYZ \in [0, 1]$ .

Уравнения прямого  $RGB \rightarrow XYZ$  и обратного  $XYZ \rightarrow RGB$  преобразования компонентов цветов имеют вид, соответственно, [14–16]:

$$\begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_r & X_g & X_b \\ Y_r & Y_g & Y_b \\ Z_r & Z_g & Z_b \end{bmatrix} \begin{bmatrix} R \\ G \\ B \end{bmatrix}, \quad \begin{bmatrix} R \\ G \\ B \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} X_r & X_g & X_b \\ Y_r & Y_g & Y_b \\ Z_r & Z_g & Z_b \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} X \\ Y \\ Z \end{bmatrix},$$

где  $X, Y, Z$  — компоненты цвета в системе  $XYZ$ ;  $X_r, X_g, X_b, Y_r, Y_g, Y_b, Z_r, Z_g, Z_b$  — компоненты цвета, определенные Международной комиссией по освещению. Компоненты  $X_r, Y_r, Z_r$  определяют относительные доли весов кода красного цвета, компоненты  $X_g, Y_g, Z_g$  и  $X_b, Y_b, Z_b$  — доли весов для кодов зеленого и синего цвета соответственно.

Переход от значений сторон треугольника Максвелла к  $(x, y)$ -координатам цветности элементов изображения осуществляется по формулам

$$x = \frac{X}{X+Y+Z}; \quad y = \frac{Y}{X+Y+Z}; \quad z = \frac{Z}{X+Y+Z},$$

где  $x, y, z$  — координаты цветности.

### Схема исследования цветовой палитры на МФЦИ

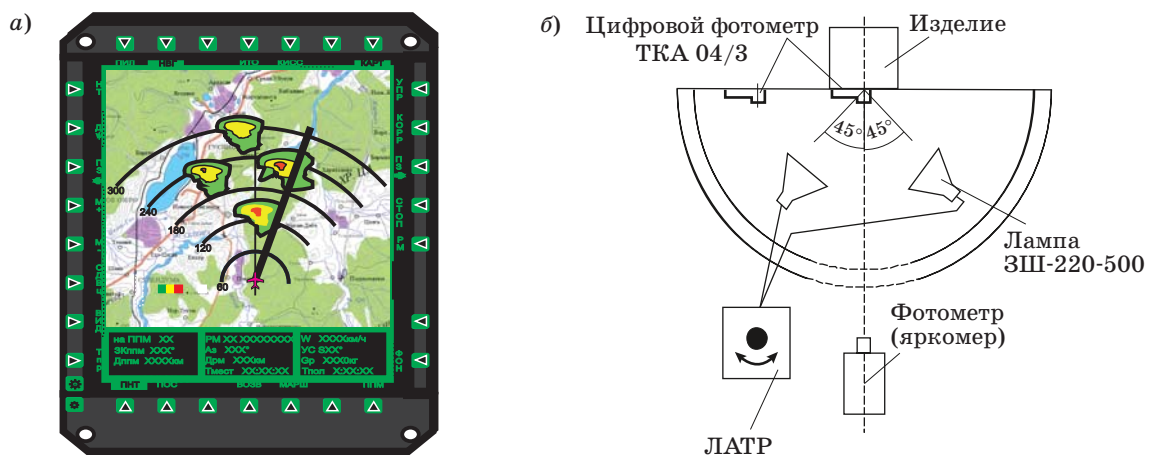
Исследование цветовой палитры, используемой в МФЦИ для индикации пилотажно-навигационных параметров и геоинформационных данных (рис. 1, а), проводилось на светотехнической установке [17, 18]. Светотехническая установка представляет собой испытательный стенд, предназначенный для измерения светотехнических характеристик бортового индикационного оборудования (МФЦИ, пультов управления и индикации).

Стенд включает (рис. 1, б) цифровые фотометры, лампы осветительные, линейный автотрансформатор ЛАТР. Стенд осветительный позволяет устанавливать (имитировать) регулируемый с помощью ЛАТР уровень внешней освещенности в плоскости ЖК-экрана от 0 до 75 клк и измерять уровень яркости каждого элемента изображения, индицируемого на экране МФЦИ в любом цвете, и яркость цвета фона.

### Результаты экспериментов

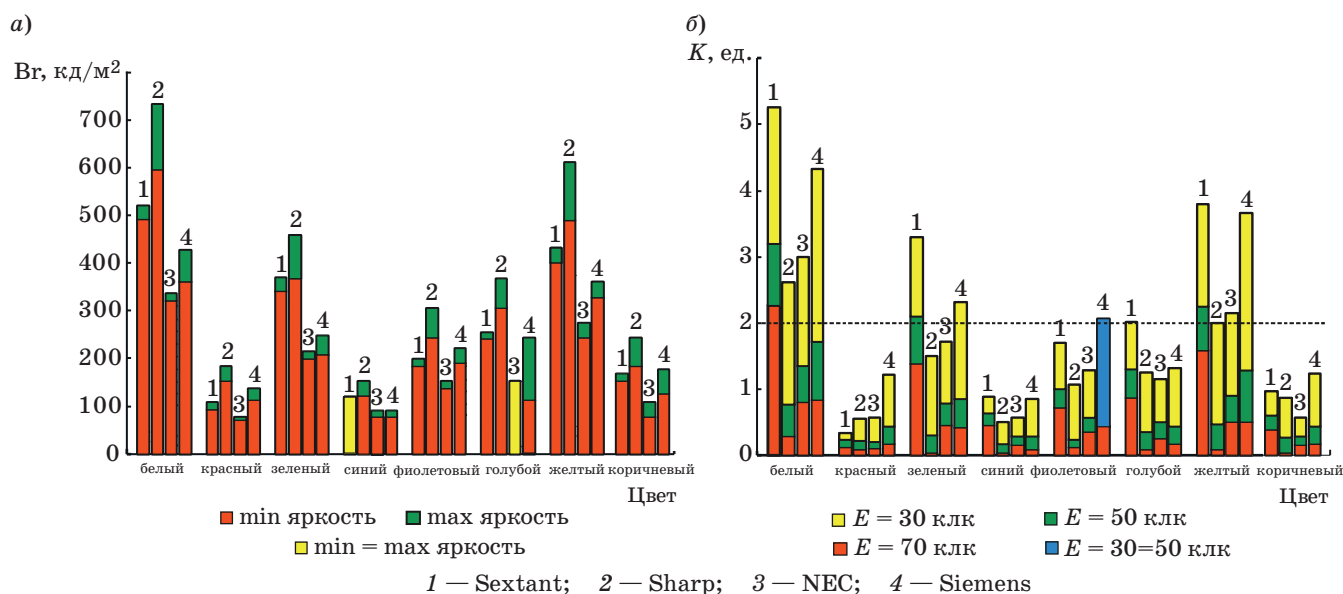
Результаты натурных экспериментов по измерению яркости и оценке значений яркостного контраста для МФЦИ различных моделей с ЖК-экранами различных фирм-производителей в условиях наличия и отсутствия прямой солнечной засветки уровня  $E = \{30 \text{ клк}; 50 \text{ клк}; 70 \text{ клк}\}$  для различных отображаемых цветов представлены на рис. 2.

Результаты измерений получены при исследовании на светотехнической установке различных моделей МФЦИ с ЖК-матрицами фирм Sextant, Sharp, NEC, Siemens. Анализ рис. 2, а показывает, что все исследованные образцы МФЦИ обладают существенным разбросом уровня яркости  $B_r$



■ Рис. 1. Пример индикации геоинформационных данных на экране МФЦИ (а) и схема светотехнической установки (б)





■ **Рис. 2.** Диаграмма значений яркости (а) и яркостного контраста (б) для ЖК-панелей различных фирм-производителей, установленных разработчиками в разных моделях МФЦИ

по полю экрана, обусловленным неравномерностью свечения ламп подсвета и качеством фильтров и рассеивателей, примененных разработчиками ЖК. Следует заметить, что измерение яркости изображения на экране МФЦИ производилось при максимальном значении управляющего воздействия на инвертор, допустимого разработчиками МФЦИ и схемой включения ЖК-экрана в составе МФЦИ. Максимальный уровень управляющего воздействия на инвертор обеспечивался за счет работы встроенной функции автоматической регулировки яркости экрана. Таким образом, полученные в результате исследования характеристики отражают качество средства индикации — МФЦИ, а не самой ЖК-матрицы, так как учитывались условия ее электрического подключения и конструктивного закрепления в составе изделия.

Вместе с этим само по себе значение яркости ЖК-панели не определяет ее качество и возможность ее использования в составе авиационного оборудования. Более важным показателем является значение яркостного контраста отображаемых цветов при внешней засветке, т. е. эргономическая характеристика, отражающая способность оператора воспринимать графическую информацию с экрана.

Оценка яркостного контраста производилась по формуле

$$K = (L_{и} - L_{ф}) / L_{ф},$$

где  $L_{и}$  — измеренная яркость изображения цвета;  $L_{ф}$  — измеренная яркость фона (черный цвет).

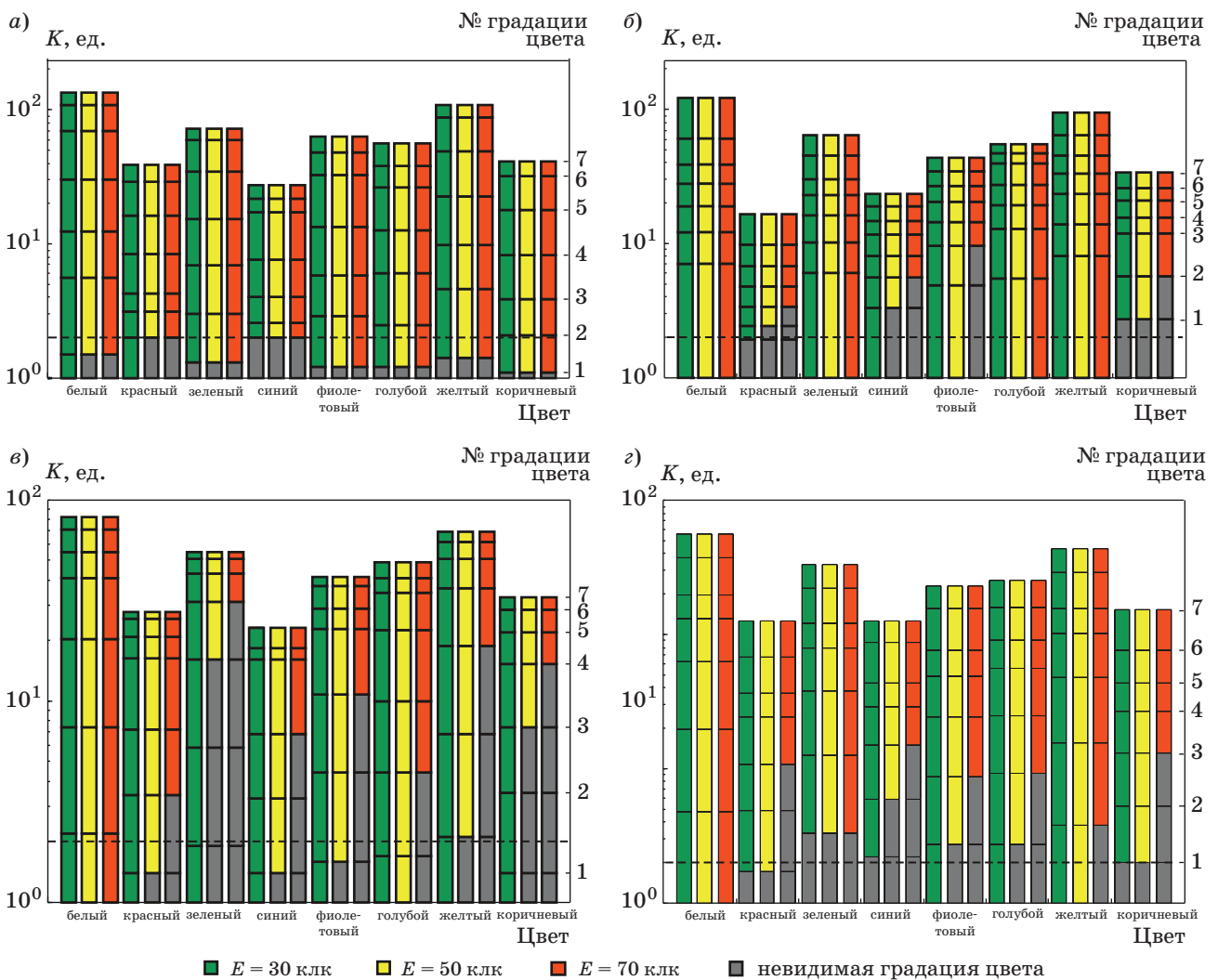
Зависимость значений яркостного контраста при различных уровнях внешней освещенности  $E = \{30 \text{ клк}; 50 \text{ клк}; 70 \text{ клк}\}$  для различных ото-

бражаемых цветов приведена на рис. 2, б. Как следует из рисунка, значение яркостного контраста существенно зависит от уровня внешней освещенности и падает с ростом  $E$ . Снижение контраста для всех цветов объясняется увеличением яркости цвета фона изображения с ростом уровня внешней солнечной засветки.

В эксперименте на экране МФЦИ также был сформирован градационный клин с семью отображаемыми оттенками для отложенных цветов. Градационный клин представляет собой изображение в одном цвете, выводимое на экран МФЦИ с различным значением управляющих кодов каждой яркостной градации. Дискретность управляющего кода одной градации яркости каждого цвета равна  $1/8$  от максимального значения кода этого цвета.

Анализ результатов оценки яркостного контраста элементов изображения, выводимых на экран МФЦИ в различных цветах для семи различных градаций яркости в каждом цвете при естественном уровне внешней освещенности (рис. 3), показывает, что число визуально наблюдаемых градаций яркости изображения существенно зависит от уровня внешней освещенности плоскости экрана МФЦИ и от примененных разработчиками МФЦИ схемотехнических решений по электрическому подключению и конструктивному закреплению ЖК-матрицы.

Отдельно на рис. 3 показаны визуально ненаблюдаемые на экране МФЦИ градации яркости в каждом цвете при соответствующем уровне освещенности. Пунктирной линией на рис. 2, б и 3 установлен заданный в техническом задании на разработку МФЦИ уровень 2:1 яркостного



■ Рис. 3. Результаты оценки яркостного контраста изображения на МФЦИ с ЖК-матрицами: а — Siemens; б — Sextant; в — Sharp; з — NEC

контраста изображения при максимальном уровне засветки 70 клк.

Результаты экспериментов показывают, что достаточным по обеспечению заданного значения 2:1 яркостного контраста изображения среди анализируемых образцов МФЦИ можно считать индикатор, характеристики которого приведены на рис. 3, а. Наибольший разброс по числу визуально ненаблюдаемых градаций относится к МФЦИ, характеристики которого приведены на рис. 3, в. Образцы с характеристиками рис. 3, б и з могут использоваться в авионике после доработки их программного обеспечения в части специального подбора цифровых кодов цветовой палитры.

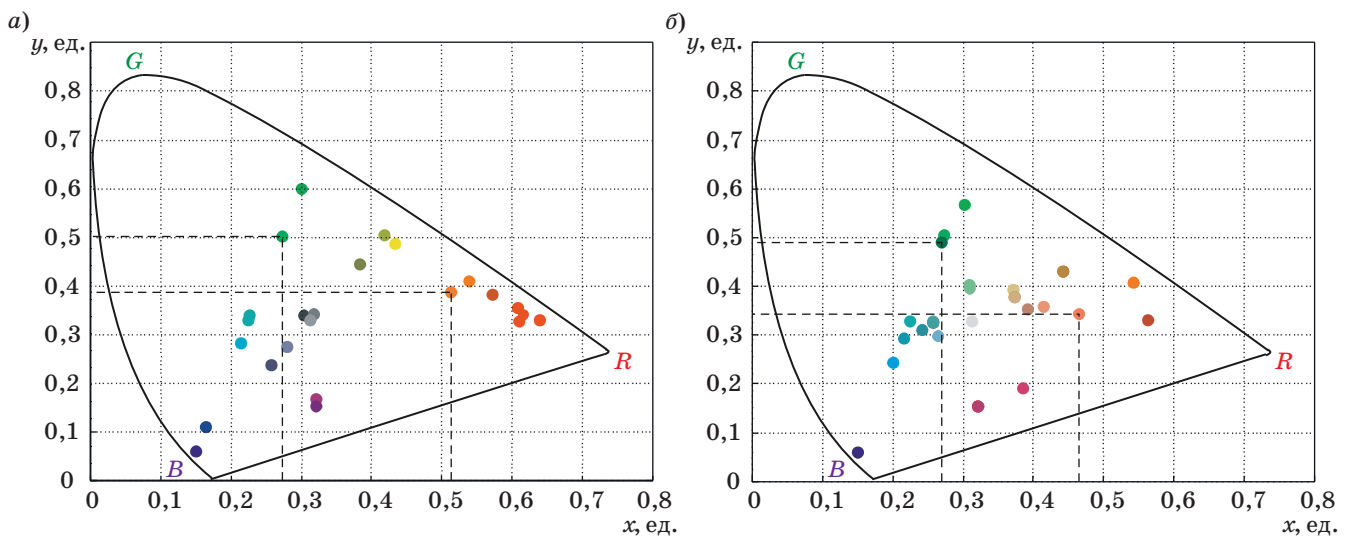
#### Оценка значений координат цветности для цветовой палитры МФЦИ на борту ЛА

Для определения компонентов кода RGB цветов, используемых при индикации пилотажно-

навигационных параметров и геоинформационных данных во всех режимах эксплуатации аппаратуры, была проведена серия экспериментов с участием специализированного оборудования и экспертов ГНИИИ ВМ МО РФ «Государственный научно-исследовательский испытательный центр авиационной медицины и военной эргономики».

Оценке подлежала цветовая палитра, используемая в программном обеспечении МФЦИ и бортовой системы картографической информации, и возможности средства индикации МФЦИ для отображения палитры. На индикаторе МФЦИ отображались фрагменты рабочих кадров изображений, формируемых в режиме имитации работы пилотажно-навигационного комплекса. Цветовая палитра соответствовала требованиям руководства 25-11А по сертификации систем электронной индикации самолетов.

Как показали эксперименты, МФЦИ в режиме индикации, предложенной первоначально



■ **Рис. 4.** Распределение  $(x, y)$ -координат цветности для цветов палитры, используемой: *a* — для индикации пилотажно-навигационной информации; *b* — для отображения геоинформационных данных на борту ЛА

разработчиками и соответствующей руководству 25-11А цветовой палитры, не отвечает требованиям нормативной документации к средствам отображения по значению яркостного контраста.

В целях определения значений кодов компонентов *RGB* цветов, устойчивых к уровню внешней засветки, была разработана специализированная программа для модификации кодов *RGB* в цветовой палитре. Уникальные коды *RGB* цветов, соответствующие требованиям нормативной документации по значению яркостного контраста и полученные в результате серии экспериментов, впоследствии были преобразованы в  $(x, y)$ -координаты цветности и сформировали палитру, внедренную сегодня в изделиях индикации.

Результаты преобразований  $RGB \rightarrow xy$  показаны отдельно для цветов, используемых для отображения значений пилотажно-навигационных параметров (рис. 4, *a*), и цветов, используемых для отображения геоинформационных данных (рис. 4, *b*). В общем случае это две различные

цветовые палитры, так как цвета, используемые в режиме совмещения изображения на МФЦИ, не должны сливаться на одном средстве индикации. Сплошной замкнутой линией на рис. 4 выделена видимая человеческим глазом часть цветов и оттенков на  $(x, y)$ -плоскости.

### Заключение

В результате проведенного исследования были получены  $(x, y)$ -координаты цветности элементов изображения (символы, линии, множознаки, площадные объекты и пр.), индицируемых на экране бортовой системы индикации в различных цветах, устойчивых по значению яркостного контраста к внешней солнечной засветке. Конкретные значения  $(x, y)$ -координат цветов целесообразно использовать в качестве определяющих значений для компонентов основных цветов (красного, зеленого, синего) при создании базовой палитры графических контроллеров, входящих в состав системы индикации перспективных ЛА.

### Литература

1. Гатчин Ю. А., Жаринов И. О. Основы проектирования вычислительных систем интегрированной модульной авионики. — М.: Машиностроение, 2010. — 224 с.
2. Парамонов П. П., Жаринов И. О. Интегрированные бортовые вычислительные системы: обзор современного состояния и анализ перспектив развития в авиационном приборостроении // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2013. № 2. С. 1–17.
3. Реализация структуры данных, используемых при формировании индикационного кадра в борто-

- вых системах картографической информации / П. П. Парамонов, П. В. Коновалов, И. О. Жаринов, Ю. А. Кирсанова, С. Б. Уткин // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2013. № 2. С. 165–167.
4. Парамонов П. П., Ильченко Ю. А., Жаринов И. О., Тарасов П. Ю. Структурный анализ и синтез графических изображений на экранах современных средств бортовой индикации на плоских жидкокристаллических панелях // Авиакосмическое приборостроение. 2004. № 5. С. 50–57.
5. Жаринов И. О., Коновалов П. В. Классификация структуры данных, используемых при отображении

- геоинформационных ресурсов в бортовых системах картографической информации // Информационная безопасность, проектирование и технология элементов и узлов компьютерных систем: сб. тр. молодых ученых, аспирантов и студентов научно-педагогической школы кафедры ПВКС. СПб.: НИУ ИТМО, 2013. Вып. 1. С. 118–121.
6. **Парамонов П. П., Ильченко Ю. А., Жаринов И. О.** Теория и практика статистического анализа картографических изображений в системах навигации пилотируемых летательных аппаратов // Датчики и системы. 2001. № 8. С. 15–19.
  7. **Парамонов П. П., Видин Б. В., Сабо Ю. И., Жаринов И. О.** Лингвистические структуры в задачах отображения пилотажно-навигационной информации на борту пилотируемого летательного аппарата // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2004. № 14. С. 245–248.
  8. **Жаринов И. О., Жаринов О. О.** Бортовые средства отображения информации на плоских жидкокристаллических панелях: учеб. пособие. — СПб.: ГУАП, 2005. — 144 с.
  9. **Жаринов И. О., Емец Р. Б.** Индикационное оборудование в авиации XXI века // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2003. № 11. С. 193–195.
  10. **Парамонов П. П., Копорский Н. С., Видин Б. В., Жаринов И. О.** Многофункциональные индикаторы на плоских жидкокристаллических панелях: наукоемкие аппаратно-программные решения // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2004. № 3. С. 238–245.
  11. **Оценка точности визуализации местоположения объекта в геоинформационных системах и системах индикации навигационных комплексов пилотируемых летательных аппаратов/ М. О. Костишин, И. О. Жаринов, О. О. Жаринов, В. А. Нечаев, В. Д. Суслов // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2014. № 1. С. 87–93.**
  12. **Kostishin M. O., Zharinov I. O.** Precision Characteristics of the Positioning of Objects in Aircraft Geoinformation Systems // Automation & Control: Proc. of the Intern. Conf. of Young Scientists, Saint-Petersburg, Nov. 21–22, 2013. National Research University Saint-Petersburg State Polytechnical University, 2013. P. 92–96.
  13. **Принцип формирования и отображения массива геоинформационных данных на экран средств бортовой индикации/ П. П. Парамонов, М. О. Костишин, И. О. Жаринов, В. А. Нечаев, С. А. Сударчиков // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2013. № 6. С. 136–142.**
  14. **Бондаренко М. Ф., Шабанов-Кушнарченко С. Ю., Шабанов-Кушнарченко Ю. П.** Разработка системы кодирования цвета // Бионика интеллекта. 2009. № 2. С. 13–23.
  15. **sRGB is a standard RGB color space created cooperatively by HP and Microsoft.** [http://www.brucelindbloom.com/index.html?Eqn\\_RGB\\_XYZ\\_Matrix.html](http://www.brucelindbloom.com/index.html?Eqn_RGB_XYZ_Matrix.html) (дата обращения: 28.11.2013).
  16. **Хорунжий М. Д.** Метод количественной оценки цветовых различий при восприятии цифровых изображений // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2008. № 1. С. 136–144.
  17. **Принципы построения отраслевой системы автоматизированного проектирования в авиационном приборостроении/ П. П. Парамонов, Ю. А. Гатчин, И. О. Жаринов, О. О. Жаринов, М. С. Дейко // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2012. № 6. С. 111–117.**
  18. **Гатчин Ю. А., Жаринов И. О., Жаринов О. О.** Архитектура программного обеспечения автоматизированного рабочего места разработчика бортового авиационного оборудования // Научно-технический вестник информационных технологий, механики и оптики. 2012. № 2. С. 140–141.

UDC 629.73.02; 629.73.05/.06; 535.643

### Visual Characteristics of Displaying Air Navigation Parameters and Geoinformation Data in Avionics

Kostishin M. O.<sup>a, b</sup>, Post-Graduate Student, Engineer, maksim@kostishin.com

Zharinov I. O.<sup>a, b</sup>, Dr. Sc., Tech., Head of Department, Head of Learning-Scientist Center, igor\_rabota@pisem.net

Zharinov O. O.<sup>c</sup>, PhD, Tech., Associate Professor, Zharinov73@hotmail.ru

<sup>a</sup> Saint-Petersburg National Research University of Information Technologies, Mechanics and Optics, 49, Kronverkskii St., 197101, Saint-Petersburg, Russian Federation

<sup>b</sup> P. A. Efimov Saint-Petersburg Scientific Design Bureau «Electroavtomatika», 40, Marshala Govorova St., 198095, Saint-Petersburg, Russian Federation

<sup>c</sup> Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaia St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** The design of modern on-board equipment for visualizing air navigation parameters and geodetails (digital district map) is concerned with certain requirements to the quality of the visualized information to be displayed. This kind of quality may be characterized

quantatively in terms of brightness contrast for each color displayed on the screen. To provide stable readability of the image for the pilot, a special procedure should choose chromaticity coordinates of the image elements. The purpose of this research is determining the principles of choosing chromaticity coordinates for the pixels composing the image displayed on the screen. **Methods:** To visualize the air navigation metrics and geodetails, Multi-Functional Display Units on flat LC panels are used in on-board aircraft equipment. The choice of chromaticity coordinates of the image elements aims to obtain the maximum value of brightness contrast in every presumed color. The calculation of the chromaticity coordinates was based on Maxwell's color mixing triangle by mutual transformations between elements of XY-plane and decimal codes of RGB-palette, used in the software of the on-board indication equipment. Numerical values of (x,y)-chromaticity coordinates used for the indication of the air navigation data (one set of colors) and geodetails (another set of colours) were obtained. **Results:** The idea of the research was to perform a series of experimental measurements of brightness contrast for images displayed in various colors under external illuminance of various levels up to 75 klx, produced by a special lighting unit. Samples of MFDU with mounted screens and gas discharge tubes of sublight made by various manufacturers (SEXTANT, NEC, SIEMENS, SHARP) were tested. Quantitative estimations of brightness contrast in different colors are shown in charts. The decision-making rule approving the use of RGB-codes is the case when the brightness contrast of the test image displayed in any predefined color exceeds two. **Practical relevance:** The results of the research were obtained during experimental design works and can be used by indication equipment software developers to choose chromaticity coordinates providing stable visual perception under high external illuminance.

**Keywords** — Ergonomics, Chromaticity Coordinates, Display Systems, Avionics.

## Reference

- Gatchin Iu. A., Zharinov I. O. *Osnovy proektirovaniia vychislitel'nykh sistem integrirovannoi modul'noi avioniki* [Basics of Designing Computer Systems Integrated Modular Avionics]. Moscow, Mashinostroenie Publ., 2010. 224 p. (In Russian).
- Paramonov P. P., Zharinov I. O. Integrated On-board Computing Systems: Present Situation Review and Development Prospects Analysis in the Aviation Instrument-making Industry. *Nauchno-tekhnicheskii vestnik informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki*, 2013, no. 2, pp. 1–17 (In Russian).
- Paramonov P. P., Kononov P. V., Zharinov I. O., Kirsanova Iu. A., Utkin S. B. Implementation of Data Structure in Indication Frame Formation for Onboard Geospatial Data Computer Systems. *Nauchno-tekhnicheskii vestnik informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki*, 2013, no. 2, pp. 165–167 (In Russian).
- Paramonov P. P., Il'chenko Iu. A., Zharinov I. O., Tarasov P. Iu. Structural Analysis and Synthesis of Graphic Images on the Screens of Modern On-board Display on Flat Liquid Crystal Panels. *Aviakosmicheskoe priborostroenie*, 2004, no. 5, pp. 50–57 (In Russian).
- Zharinov I. O., Kononov P. V. Classification of the Data Structure Used when Displaying Geoinfor-Resources in the Airborne Cartographic Information Systems. *Sbornik trudov molodykh uchenykh, aspirantov i studentov nauchno-pedagogicheskoi shkoly kafedry PBKS "Informatsionnaia bezopasnost', proektirovanie i tekhnologiya elementov i uzlov komp'iuternykh sistem"* [Collected Works of Young Scientists and Students of Scientific and Pedagogical School Department PBKS "Information Security, Design and Technology Elements and Units of Computer Systems"], Saint-Petersburg, NIU ITMO Publ., 2013, vol. 1, pp. 118–121 (In Russian).
- Paramonov P. P., Il'chenko Iu. A., Zharinov I. O. Theory and Practice of Statistical Analysis of Cartographic Images in Navigation Systems Manned Aircraft. *Datchiki i sistemy*, 2001, no. 8, pp. 15–19 (In Russian).
- Paramonov P. P., Vidin B. V., Sabo Iu. I., Zharinov I. O. Linguistic Structures in Problems Displaying Flight and Navigation Information Onboard Manned Aircraft. *Nauchno-tekhnicheskii vestnik informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki*, 2004, no. 14, pp. 245–248 (In Russian).
- Zharinov I. O., Zharinov O. O. *Bortovye sredstva otobrazheniia informatsii na ploskikh zhidkokristallicheskiikh paneliakh* [Onboard Display on Flat Liquid Crystal Panels]. Saint-Petersburg, GUAP Publ., 2005. 144 p. (In Russian).
- Zharinov I. O., Emets R. B. Evidence Equipment, Aviation XXI Century. *Nauchno-tekhnicheskii vestnik informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki*, 2003, no. 11, pp. 193–195 (In Russian).
- Paramonov P. P., Koporskii N. S., Vidin B. V., Zharinov I. O. Implementation of Data Structure in Indication Frame Formation for Onboard Geospatial Data Computer Systems. *Nauchno-tekhnicheskii vestnik informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki*, 2004, no. 3, pp. 238–245 (In Russian).
- Kostishin M. O., Zharinov I. O., Zharinov O. O., Nechaev V. A., Suslov V. D. Accuracy Evaluation of the Object Location Visualization for Geo-information and Display Systems of Manned Aircraft Navigation Complexes. *Nauchno-tekhnicheskii vestnik informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki*, 2014, no. 1, pp. 87–93 (In Russian).
- Kostishin M. O., Zharinov I. O. Precision Characteristics of the Positioning of Objects in Aircraft Geoinformation Systems. *Proc. of the Intern. Conf. of Young Scientists "Automation & Control"*, Saint-Petersburg, Nov. 21–22, 2013. National Research University Saint-Petersburg State Polytechnical University Publ., 2013, pp. 92–96.
- Paramonov P. P., Kostishin M. O., Zharinov I. O., Nechaev V. A., Sudarchikov S. A. Formation and Display Principles for an Array of Geoinformation Data by Means of Onboard Display Screen. *Nauchno-tekhnicheskii vestnik informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki*, 2013, no. 6, pp. 136–142 (In Russian).
- Bondarenko M. F., Shabanov-Kushnarenko S. Iu., Shabanov-Kushnarenko Iu. P. Develop a System of Color Coding. *Bionika intellekta*, 2009, no. 2, pp. 13–23 (In Russian).
- sRGB is a Standard RGB Color Space Created Cooperatively by HP and Microsoft. Available at: [http://www.brucelindbloom.com/index.html?Eqn\\_RGB\\_XYZ\\_Matrix.html](http://www.brucelindbloom.com/index.html?Eqn_RGB_XYZ_Matrix.html) (accessed 28 November 2013).
- Khorunzhii M. D. Method for Quantitative Evaluation of Color Differences in the Perception of Digital Images. *Nauchno-tekhnicheskii vestnik informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki*, 2008, no. 1, pp. 136–144 (In Russian).
- Paramonov P. P., Gatchin Iu. A., Zharinov I. O., Zharinov O. O., Deiko M. S. Principles of Branch System Creation for the Automated Design in Aviation Instrumentation. *Nauchno-tekhnicheskii vestnik informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki*, 2012, no. 6, pp. 111–117 (In Russian).
- Gatchin Iu. A., Zharinov I. O., Zharinov O. O. Software Architecture for the Automated Workplace of the Onboard Aviation Equipment Developer. *Nauchno-tekhnicheskii vestnik informatsionnykh tekhnologii, mekhaniki i optiki*, 2012, no. 2, pp. 140–141 (In Russian).

УДК 004.9

## СИТУАЦИОННОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ НАДЕЖНОСТИ И БЕЗОПАСНОСТИ ПРОМЫШЛЕННО-ПРИРОДНЫХ СИСТЕМ

**А. Я. Фридман<sup>а</sup>**, доктор техн. наук, профессор

**В. Г. Курбанов<sup>б</sup>**, канд. физ.-мат. наук, старший научный сотрудник

<sup>а</sup>Институт информатики и математического моделирования технологических процессов  
Кольского научного центра РАН, Апатиты, РФ

<sup>б</sup>Институт проблем машиноведения РАН, Санкт-Петербург, РФ

**Введение:** ранее развитый одним из авторов ситуационный подход к моделированию состояния промышленно-природных систем и сопоставлению альтернативных структур их реализации обобщен на задачи разработки логических моделей структурной надежности и безопасности функционирования подобных систем. Цель исследования состоит в разработке методики построения логических моделей структурной надежности и безопасности функционирования промышленно-природных систем на основе модели их нормального функционирования. **Результаты:** моделирование опасных и критических ситуаций выполняется как «расширение» моделей нормального функционирования и использует ту же программную среду. Принципиальное отличие предложенного подхода от известных методов создания логических моделей надежности и безопасности сложных систем с опорой на структурную схему состоит в том, что детальность моделирования повышена до отдельного материального или информационного сигнала, которым могут обмениваться элементы системы. Существенно повышена достоверность результатов анализа логической модели за счет более полного учета взаимосвязей элементов системы, особенно в части выявления сложных (многократных) комбинаций отказов этих элементов, которые приводят к наиболее тяжелым последствиям. **Практическая значимость:** использование единой инструментальной среды и методологии для моделирования как нормальных, так и критических режимов функционирования промышленно-природных систем позволяет аккумулировать разнородные знания об объекте исследования в целях их комплексного применения.

**Ключевые слова** — ситуационное моделирование, логическая модель надежности, логическая модель безопасности, инициирующее событие, логико-вероятностный метод.

### Введение

Большинство крупных действующих и проектируемых технических комплексов и производств представляют собой сложные промышленно-природные системы (ППС). При этом вопросы выбора рациональной структуры такого объекта (или структур составных частей) актуальны на всех этапах его жизненного цикла. Для оценки вариантов, альтернатив реализации (управления структурой) ППС ранее была разработана ситуационная система моделирования [1, 2], ядро которой — ситуационная концептуальная модель (СКМ).

Надежность и безопасность функционирования ППС относятся к важным критериям оценки эффективности систем такого класса. Существуют различные подходы к формализации этих критериев. Одно из плодотворных направлений — логико-вероятностный метод [3–6]. В данной статье рассматривается способ интеграции ситуационного моделирования и логико-вероятностного метода в целях формирования ситуационной системы для исследования надежности и безопасности ППС.

### Основы логико-вероятностного метода

Структурно-сложными системами (ССС) считаются [3] такие системы, которые при формализации не сводятся к последовательным, парал-

лельным или древовидным структурам, а описываются сценариями сетевого типа с циклами.

Построение логической модели надежности (ЛМН) ССС начинается с описания условия работоспособности системы. Это описание выполняется графически, в виде структурной схемы системы (элементов и связей).

В ЛМН используются логические (двоичные) переменные:

$x_i = 1$  ( $x'_i = 0$ ), если элемент  $x_i$  работоспособен, и  $x_i = 0$  ( $x'_i = 1$ ), если этот элемент отказал. В настоящем разделе штрих обозначает операцию отрицания.

Соответственно определяются:

$P\{x_i = 1\} = R_i$  — вероятность безотказной работы элемента  $x_i$ ;

$P\{x'_i = 1\} = Q_i$  — вероятность отказа элемента  $x_i$ .

Конкретные значения логических переменных формируют вектор состояния системы:  $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_m)$ .

На основе структурной схемы составляется функция алгебры логики (ФАЛ), связывающая состояние элементов с состоянием системы и называемая функцией работоспособности системы (ФРС) или структурной функцией системы:  $y = y(x_1, x_2, \dots, x_m)$ .

Предполагается, что ССС находится только в двух состояниях: состоянии полной работоспособности ( $y = 1$ ) или состоянии полного отказа ( $y = 0$ ).

Для систем, у которых замена отказавшего элемента на исправный не приводит к отказу системы, ФРС монотонна. Всякая ФАЛ, включающая только операции конъюнкции и дизъюнкции (без отрицания), задает некоторую монотонную функцию. Для монотонных структур ФРС можно записать в виде дизъюнкции кратчайших путей успешного функционирования (конъюнкций минимально необходимых наборов работоспособных элементов) или в виде конъюнкции минимальных сечений отказов системы (конъюнкций минимально необходимых наборов неработоспособных элементов).

В начале построения логической модели безопасности (ЛМБ) ССС описывается сценарий опасного состояния в терминологии работы [3] или, в более употребительной терминологии, сценарий аварии. Элементы сценария — это инициирующие (опасные) события или инициирующие условия (ИС или ИУ), а также связи (причинно-следственные) между ними. Ниже для краткости используется только термин «ИС». Сценарий в ЛМБ, как и структурная схема в ЛМН, разрабатывается в графической форме. Отмечается, что «описание сценария представляет наибольшую трудность и является творческим процессом, который не имеет алгоритма» [3]. При построении ЛМБ принимается:

$z_i = 1$ , если ИС  $z_i$  произошло, и  $z_i = 0$ , если не произошло.

Соответственно:

$P\{z_i = 1\} = O_i$  — вероятность опасности от ИС  $z_i$ ;

$P\{z'_i = 1\} = B_i$  — вероятность безопасности от ИС  $z_i$ .

На основе графического описания (сценария) составляется аналитическое описание (ФАЛ) в форме логической функции опасности системы, аргументами которой выступают инициирующие события  $z_i$ , приводящие к чрезвычайной ситуации:  $y = y(z_1, z_2, \dots, z_m)$ .

Инвертируя функцию опасности системы, получаем функцию безопасности системы:  $y' = y'(z'_1, z'_2, \dots, z'_m)$ .

Монотонная функция опасности системы содержит дизъюнкции кратчайших путей опасного функционирования (конъюнкций минимально необходимых наборов ИС) либо конъюнкции отрицаний минимальных сечений предотвращения опасности (конъюнкций минимально необходимых наборов отрицаний ИС).

Таким образом, ЛМН и ЛМБ записываются в форме ФАЛ. Затем полученные ФАЛ преобразуются в вероятностные функции надежности и безопасности системы [3].

Итак, необходимым условием построения ЛМН или ЛМБ ССС является описание структуры системы или выявление сценария аварии. Этап формирования этих исходных структур и особенно сценариев — как для действующих, так

и (тем более) для проектируемых систем — наиболее сложный, творческий и, как следствие, наименее автоматизированный и обоснованный. Поскольку построение указанных структур осуществляется «вручную», эвристически, детально и достоверность полученных схем ограничены возможностями экспертов. Трудности многократно возрастают, когда надо сгенерировать и исследовать различные варианты построения системы.

По мнению авторов, остроту этих проблем можно снизить в рамках представленного далее ситуационного подхода к моделированию и управлению структурой ППС.

### Ситуационная концептуальная модель ППС

Ситуационная концептуальная модель включает в себя три множества элементов: объекты, процессы и ресурсы (данные), — на которых определены связи и отношения. Иерархия объектов отражает их организационные взаимоотношения. Каждому объекту может приписываться набор процессов, моделирующих преобразование входных ресурсов в выходные. В качестве ресурса в СКМ рассматривается любой материальный или информационный сигнал, которым обмениваются элементы модели. Ресурсы атрибутированы списками допустимых значений. Списки используются и для числовых, и для ранжированных переменных с целью избежать вычислительных проблем, связанных с малыми изменениями данных, и обеспечить их совместную расчетно-логическую обработку. Последняя реализуется посредством встроенной экспертной системы, которая может быть назначена исполнителем любого ресурса или процесса СКМ. Подлежащие сопоставлению альтернативы реализации ППС вносятся в СКМ на этапе ее конструирования путем декомпозиции некоторого объекта на подобъекты по типу «или» либо заданием альтернативных наборов ресурсов на входе некоторого процесса. С помощью отношений иерархии любой составной объект СКМ однозначно сопоставляется с некоторым подмножеством элементов, отображаемых геоинформационной системой (ГИС) и формирующих его графическое представление, что позволяет автоматически измерять графические характеристики для использования в расчетах.

Наряду с экспертной системой, СКМ интегрирует и ГИС, что позволяет равноправно обрабатывать результаты математических расчетов, графические данные и знания экспертов. Для СКМ разработаны методы и алгоритмы контроля данных, обработки ситуаций, управления структурой моделируемого объекта.

По аналогии с работой [3] далее предлагается построить ЛМН и ЛМБ на основе ФАЛ, описывающих

причинно-следственные связи между работоспособными и неработоспособными, безопасными и опасными состояниями элементов СКМ. Поскольку именно информационные связи отражают взаимовлияние элементов СКМ, характеристики надежности и безопасности определяют, прежде всего, для ресурсов (данных).

### Моделирование надежности ППС

Свяжем с каждым ресурсом СКМ  $res_m$  логическую переменную  $x(res_m)$ , отражающую структурную надежность его получения. Для расчета надежности выработки выходных ресурсов структурными элементами ППС, т. е. процессами и объектами, необходимо выделить надежность самого элемента и надежность его обеспечения входными ресурсами, тогда для любого выходного ресурса некоторого объекта  $o_i$  или процесса  $p_j$  получаем

$$\begin{aligned} \forall(res_m \in list\_out(o_i))x(res_m) &= \\ &= x(o_i) \wedge \left( \begin{array}{c} \wedge x(res_i) \\ res_i \in list\_in(o_i) \end{array} \right); \end{aligned} \quad (1)$$

$$\begin{aligned} \forall(res_m \in list\_out(o_j))x(res_m) &= \\ &= x(p_j) \wedge \left( \begin{array}{c} \wedge x(res_i) \\ res_i \in list\_in(p_j) \end{array} \right), \end{aligned} \quad (2)$$

где  $list\_in(*)$  и  $list\_out(*)$  — списки входных и выходных ресурсов некоторого элемента СКМ, условно обозначенного \*.

Ситуационная концептуальная модель дает возможность исследовать надежность на уровне объектов непосредственно по соотношениям (1), но тогда необходимо задавать  $x(o_i)$  вручную. Более логично учитывать надежность преобразований ресурсов внутри объекта, в таком случае следует использовать соотношения (2) для всех категорий процессов СКМ, включая внутренние процессы (все их входные и выходные ресурсы принадлежат одному объекту). При таком методе расчета можно оценить структурную надежность каждого объекта  $o_i$  по формулам (1), (2) как надежность выработки его выходных ресурсов в предположении гарантированной выработки его входных ресурсов, т. е. положив

$$\forall(res_m \in list\_in(o_i)) x(res_m) = 1. \quad (3)$$

Поскольку СКМ допускает избыточность модели по номенклатуре выходных ресурсов, то при оценке надежности объекта следует учитывать только ту часть списка выходных ресурсов (назовем их существенными выходными ресурсами  $ess\_out(o_i)$ ), которая потребляется другими объектами:

$$\forall(res_m \in ess\_out(o_i)) res_m \in list\_in(o_j), i \neq j. \quad (4)$$

Тогда для ФАЛ, описывающей надежность объекта, из (1), (2) получим

$$\begin{aligned} x(o_i) &= x_{in}(o_i) \wedge \\ &\wedge \left( \begin{array}{c} \wedge x(res_i) \\ res_i \in ess\_out(o_i) \subseteq list\_out(o_i) \end{array} \right) \end{aligned} \quad (5)$$

при выполнении (3). В (5) первый конъюнкт позволяет учесть отказы, которые нельзя связать ни с одним из процессов, приписанных данному объекту. Аналогично (5) описывается надежность любого связанного фрагмента модели ППС, тогда условие (3) должно выполняться для всех ресурсов, внешних по отношению к анализируемому фрагменту.

При необходимости легко учесть возможность отказов при передаче ресурсов между объектами, поскольку последние, по определению, имеют в СКМ географическую привязку. В общем случае надежность некоторого входного ресурса объекта вычисляется как конъюнкция надежности его выработки порождающим объектом и надежности передачи между объектами, зависящей от взаимного расположения последних:

$$\begin{aligned} \forall((res_m \in list\_in(o_i) \wedge (res_m \in list\_out(o_k))) x_{in}(res_m) &= \\ &= x_{out}(res_m) \wedge x_{tr}(res_m), \end{aligned} \quad (6)$$

причем показатель надежности передачи ресурса  $x_{tr}(res_m)$  целесообразно формировать в функции от графических характеристик ГИС-представлений объектов  $o_i$  и  $o_k$ :

$$x_{tr}(res_m) = x_{tr} \underset{=}{h}^\alpha(o_j) \underset{=}{\cup} h^\alpha(o_k), \quad (7)$$

где  $\underset{=}{h}^\alpha(o_j)$  — множество ГИС-элементов, подчиненных объекту  $o_j$  [1].

С помощью встроенного набора ГИС-операций [1] над ГИС-элементами, заданными в (7), можно автоматизировать измерение требуемых графических характеристик (координат, расстояний, площадей и т. п.) элементов моделируемого объекта и их ввод в расчетные модули.

Получение ФАЛ для расчета надежности любого выбранного фрагмента СКМ производится автоматически по формулам (1), (2), (6), (7) с учетом следующих очевидных правил.

При наличии альтернатив реализации ППС на уровне объектов (декомпозиции некоторого объекта  $o_i$  на подобъекты  $o_{ij}, j = 1, 2, \dots, n$ , по типу «или») из формулы (1) имеем

$$\begin{aligned} \forall(res_m \in list\_out(o_i)), x(res_m) &= \\ &= \underset{=}{\vee} \left[ \begin{array}{c} n \\ j=1 \end{array} \left[ x(o_{ij}) \wedge \left( \begin{array}{c} \wedge x(res_i) \\ res_i \in list\_in(o_{ij}) \end{array} \right) \right] \right]. \end{aligned} \quad (8)$$

Для альтернативных реализаций ППС на уровне ресурсов (при задании альтернативного набора



ресурсов  $set\_alt(p_j) \subset list\_in(p_j)$  на входе некоторого процесса  $p_j$ ) надежность выработки входных ресурсов в формуле (2) для ресурсов, входящих в альтернативный набор, вычисляется как дизъюнкция по всем  $m$  имеющимся альтернативам выработки этих ресурсов:

$$\forall(res_m \in set\_alt(p_j)), x(res_m) = \bigvee_{k=1}^m x(res_{mk}). \quad (9)$$

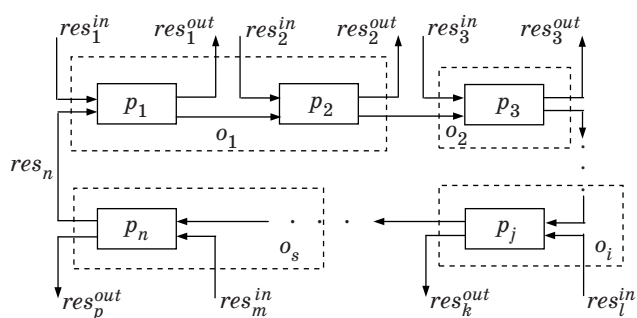
При агрегировании (суммировании значений) наборов ресурсов на входе некоторого процесса (спецификации набора входных ресурсов  $set\_agr(p_j)$  по типу «сумма» или «итерация») аналогично (9) получаем

$$\forall(res_m \in set\_agr(p_j)), x(res_m) = \bigwedge_{k=1}^m x(res_{mk}). \quad (10)$$

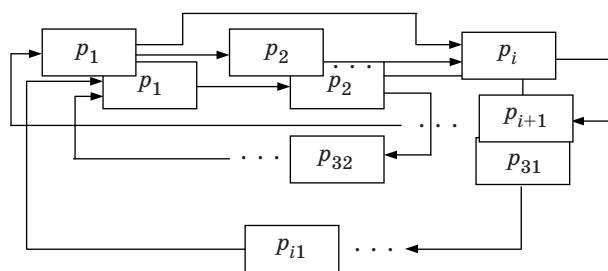
Рекуррентное применение соотношений (1), (2), (6), (8)–(10), начиная от листовых ресурсов, позволяет автоматически синтезировать ФРС для всего объекта моделирования в целом или для любой его части, которой соответствует связный фрагмент СКМ [1]. При наличии циклов по ресурсам это выявляется специальным алгоритмом, предотвращающим заикливание алгоритма построения ФРС по описанным выше соотношениям. Если цикл образован некоторой последовательностью из  $n$  процессов  $p_j$ , связанных  $n$  внутренними (по отношению к данному циклу) ресурсами  $res_j$  и приписанных  $s$  объектам  $o_i$ , причем на входы процессов поступает  $m$  внешних (относительно этого цикла) ресурсов  $res_i^m$ , а из цикла выходят вовне  $p$  ресурсов  $res_k^{out}$  (рис. 1), то структурную надежность функционирования такого цикла (назовем его *элементарным циклом*), естественно охарактеризовать величиной

$$x(cycle1) = \left( \bigwedge_{l=1}^m x_{in}(rec_l^{in}) \right) \wedge \left( \bigwedge_{j=1}^n x(p_j) \right) \wedge \left( \bigwedge_{i=1}^s x_{in}(o_i) \right) \wedge \left( \bigwedge_{i=1}^s x_{tr}(res_j) \right), \quad (11)$$

где в последнем сомножителе в конъюнкцию согласно (6) включаются только ресурсы, переда-



■ Рис. 1. Структура элементарного цикла



■ Рис. 2. Структуры кратных циклов

ваемые между объектами. При определении ФРС всей системы для всех выходных ресурсов цикла следует принять

$$x_{out}(res_k^{out}) = x(cycle1). \quad (12)$$

Не составляет принципиальных трудностей обобщить соотношение (11) для более сложных структур, допустимых в СКМ и показанных на рис. 2. Для этого следует учесть в соответствующих конъюнкциях из (11) кратность вхождения того или иного элемента СКМ (объекта, процесса, ресурса) в данную структуру. Явные соотношения здесь не выписываются ввиду их громоздкости.

Построенная описанным способом ФРС, очевидно, относится к монотонным ФАЛ, что позволяет применять к ней все предложенные [3] методы канонического представления для конструирования кратчайших путей успешного функционирования и (или) минимальных сечений отказов ППС. Более того, предложенное здесь использование понятия надежности выработки каждого ресурса как основы разработки ЛМН ППС в принципе позволяет оценивать частичную работоспособность фрагментов ППС при отказе тех или иных элементов, учитывая уже имеющиеся в модели значения текущих количеств всех материальных ресурсов [1] и скорость их расходования для расчета допустимого времени восстановления отказавших элементов. В частности, при этом уже не для всех выходов циклов будет справедливо соотношение (12). Однако в общем случае подобные вопросы требуют дополнительного обоснования.

### Моделирование безопасности ППС

При разработке ЛМБ ППС в рамках СКМ можно, аналогично работе [3], считать, что ЛМБ должны разрабатываться прямыми методами, в частности, что они принципиально отличны от ЛМН, и только язык их формального описания одинаков. Однако из-за уже отмеченной существенно большей детальности СКМ по сравнению с сценарием опасного состояния по логико-вероятностному методу кажется разумным использовать СКМ также и в качестве ядра ЛМБ. Это дает

возможность автоматизировать формализацию достаточно распространенных на практике функционально-зависимых ИС (обозначение — ИС1), возникающих без явных дополнительных причин при выходе тех или иных ресурсов за пределы ограничений, соответствующих режимам нормальной работы (внутренняя или технологическая безопасность). Таким образом, для расчетов безопасного функционирования ППС следует выделить и (или) дополнительно специфицировать в каждом элементе ППС те его выходные ресурсы, которые целесообразно атрибутировать диапазонами безопасного функционирования  $SR$  (*Safety Range*) и рассматривать как возникновение ИС1 отрицание события

$$res_m \in SR(res_m). \quad (13)$$

Принятое в СКМ представление диапазонов значений переменных величин в виде списков [1] позволяет моделировать в форме (13) и «двоичные» (да–нет, 1–0 и т. д.) ресурсы, назначая им  $SR = \{0\}$ .

В принципе, можно выделить два подтипа ИС1:

— ИС11, когда условие (13) нарушается для некоторого выходного ресурса элемента ППС и свидетельствует о его переходе в опасное состояние;

— ИС12, когда нарушение условия (13) для некоторого выходного ресурса элемента ППС рассценивается как показатель опасного функционирования других элементов, для которых этот ресурс является входным.

Специфицированы еще две категории ИС, появление и развитие которых зависит от пространственных и (или) временных характеристик элементов СКМ. Они названы пространственно-порожденными (ИС2) и время-порожденными (ИС3), возможны и их комбинации (ИС4). К таким ИС относятся процессы, связанные с переносом (распространением) воздействующей субстанции (вещества, поля) в различных средах и (или) зависящие от рельефа местности, на которой размещена моделируемая ППС (например, зоны затопления при различных объемах прорвавшейся воды). Условия возникновения подобных ИС формируются экспертным путем в функции от времени и доступных в СКМ графических характеристик элементов.

В отличие от ЛМН ППС, основанной на надежности выработки ресурсов, атомарными единицами ЛМБ ППС являются объекты СКМ, поскольку они имеют географическую привязку. ЛМБ каждого объекта должна учитывать возможность возникновения на нем ИС всех введенных выше типов. Обозначая, аналогично работе [3], индикаторы появления ИС символами  $z$  с соответствующими индексами, ФАЛ для описания опасного состояния объектов СКМ будем строить в виде

$$y(o_i) = z_1(o_i) \vee z_2(o_i) \vee z_3(o_i) \vee z_4(o_i), \quad (14)$$

где

$$z_1(o_i) = \left( \bigvee_{res_l \in list\_out(o_i)} z(res_l) \right) \vee \left( \bigvee_{res_l \in list\_in(o_i)} z(res_l) \right),$$

аналогично (1) описывает ИС11 и ИС12 соответственно, причем в дизъюнкцию включаются только те ресурсы из списков входных и выходных ресурсов объекта, которые влияют на его безопасность, а появление «элементарных» ИС  $z(res_l)$  диагностируется по нарушению соотношения (13);

$z_2(o_i) = z_2(h^a(o_i))$  описывает ИС2 и формируется аналогично (7) в функции от графических характеристик ГИС-представления объекта  $o_i$ .

При описании ИС3 и ИС4 требуется уметь учитывать достаточно широкий класс пространственно-временных соотношений между характеристиками объекта, что может в общем случае потребовать включения в СКМ объекта дополнительных процессов, описывающих эти соотношения и формирующих  $z_3(o_i) \vee z_4(o_i)$ . Возможно также использовать для этих целей встроенные в экспертную систему СКМ пространственно-временные функции. В настоящее время разработаны два вида пространственных функций и один вид временных функций [1]. Временная функция поддерживает выборку ретроспективных данных за некоторый промежуток времени, ее синтаксис имеет вид

$$\begin{aligned} & \text{в\_течение} (\langle \text{условие} \rangle, \langle \text{начало} \rangle, \\ & \langle \text{конец} \rangle, \langle \text{доля} \rangle), \end{aligned} \quad (15)$$

где  $\langle \text{условие} \rangle$  — логическая функция значений ресурсов некоторого элемента ППС, оно определяет критерий опасного функционирования этого элемента;

$\langle \text{начало} \rangle$  и  $\langle \text{конец} \rangle$  задают соответственно начальный и конечный моменты интервала проверки (их отстояние в прошлое от текущего момента времени), они могут задаваться либо в абсолютных единицах времени, либо в количестве интервалов дискретности модели по времени;

$\langle \text{доля} \rangle$  определяет минимальный допустимый процент элементов среди всех анализируемых, которые должны удовлетворять  $\langle \text{условию} \rangle$ , чтобы функция (15) дала утвердительный ответ на запрос; этот параметр используется интерпретатором пространственно-временных функций.

Если введено нулевое значение параметра  $\langle \text{начало} \rangle$ , проводится анализ всей имеющейся информации до момента времени  $\langle \text{конец} \rangle$ . Аналогично при нулевом значении параметра  $\langle \text{конец} \rangle$  анализируются данные от момента  $\langle \text{начало} \rangle$  до текущего момента времени. При совпадении величин  $\langle \text{начало} \rangle$  и  $\langle \text{конец} \rangle$  рассматривается только один момент времени в прошлом.

Пространственные функции записываются в форме  $\text{соседние} (\langle \text{условие} \rangle, \langle \text{доля} \rangle)$  и  $\text{сходные} (\langle \text{условие} \rangle, \langle \text{доля} \rangle, \langle \text{параметры\_сходства} \rangle)$ .

Параметры <условие> и <доля> имеют тот же смысл, что и в функции (15), различие между видами пространственных функций заключается в критерии отбора элементов для совместного анализа: в первой функции анализируются элементы, примыкающие к текущему геометрически, а во второй отбираются элементы, имеющие одинаковые с текущим элементом значения <параметров\_сходства>, принадлежащих списку имен ресурсов текущего элемента.

Поскольку все пространственно-временные функции имеют выход логического типа, допускается однократная вложенность различных функций друг в друга, т. е. запросы вида **соседние (сходные (<условие>, <доля1>, <параметры\_сходства>), <доля2>)**.

Таким образом, в отличие от ЛМН, СКМ не обеспечивает полной автоматизации разработки ЛМБ, но, по мнению авторов, позволяет существенно облегчить их создание за счет гибкой алгоритмической поддержки процедур описания ИС и получить в результате функцию опасного состояния всей ППС или ее связанной подсистемы, пригодную для построения кратчайших путей опасного функционирования и (или) минимальных сечений предотвращения опасности [3].

Вопросы количественной оценки надежности и безопасности ППС на базе представленных выше методов генерации их логических моделей выходят за рамки настоящей работы и заслуживают отдельного рассмотрения. В принципе, для этого применимы и логико-вероятностные методы [3]. Однако из-за известной проблемы недостаточности доступных исходных данных о ППС для применения вероятностной парадигмы в некоторых случаях представляется целесообразным применять представленный ниже метод оценки степени опасности ситуации, использующий экспертные оценки опасности тех или иных значений переменных состояния ППС.

### Формализация пространства состояний объекта моделирования

В СКМ критерий качества работы каждого объекта или процесса имеет вид

$$\Phi ::= \left( \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \left( \frac{a_i - a_{i0}}{\Delta a_i} \right)^2 \right)^{1/2} ::= \left( \frac{1}{m} \sum_{i=1}^m \delta a_i^2 \right)^{1/2}, \quad (16)$$

где  $a_i$  — сигналы из списка выходных параметров данного объекта, их общее количество равно  $m$ ;  $a_{i0}$  и  $\Delta a_i > 0$  — настроечные параметры, отражающие требования вышестоящего объекта к номинальному значению  $a_i$  и допустимому отклонению  $\Delta a_i$  от этого значения соответственно;  $\delta a_i ::= \frac{a_i - a_{i0}}{\Delta a_i}$  — относительное отклонение фак-

тического значения сигнала  $a_i$  от его номинального значения  $a_{i0}$ .

Если считать  $a_i$  скалярными критериями качества работы элемента модели, номинальные значения которых определяются величинами  $a_{i0}$ , то (16) есть обобщенный критерий [7] с коэффициентами важности, обратно пропорциональными допустимым отклонениям скалярных критериев, что не противоречит здравому смыслу. Его значение равно единице в том случае, если значения всех его аргументов находятся на грани допусков:

$$\Phi = 1, \text{ если } |a_i - a_{i0}| = \Delta a_i, i = \overline{1, m}, \quad (17)$$

и не превосходит единицы, если все аргументы находятся в пределах допусков.

Перечисленные свойства обеспечивают естественную нормировку сигналов и облегчают поиск элементов модели, чьи характеристики существенно отличаются от желаемых.

Применение критерия (16) обеспечивает статистический сопоставительный анализ ситуаций и их экстраполяцию в имитационном режиме [1], а также используется при решении задач координации подсистем ППС [8], но не позволяет оценивать управление моделируемым объектом во времени, для чего традиционно применяется концепция состояния объекта как временного среза траектории изменения его характеристик в некотором абстрактном многомерном пространстве [9]. Для решения задач динамического управления ППС необходимо ввести метрику в пространстве состояний, она и предлагается далее.

Поскольку, как отмечено выше, вычисление критерия (16) и на его основе — удельных обобщенных затрат [1] позволяет однозначно сопоставлять текущие варианты состояния ППС между собой, представляется естественным строить метрику пространства состояний на основе этого же критерия.

Если применение соотношения (16) для задания метрики числовых переменных проблем не вызывает, то его использование для подпространства строковых переменных требует некоторого ужесточения правил формирования списков допустимых значений таких переменных. В настоящем разделе предлагается процедура метризации пространства строковых переменных, позволяющая сконструировать для них критерий, аналогичный (16) и удовлетворяющий ограничению (17).

Вначале необходимо выделить одно (любое, включая граничные) из допустимых значений как номинальное (идеальное для реализации управления) значение. Затем следует упорядочить остальные допустимые значения по степени их отклонения от идеального значения (чем больше это отклонение для данного допустимого

значения, тем дальше от идеального должно быть оно в списке), причем все значения, помещенные в список до идеального, должны отличаться «направлением» отклонения от всех значений, находящихся в списке после идеального (рис. 3, а).

Минимальное допустимое значение параметра, имя которого обозначим  $\langle \text{зн}_{\text{доп}}^{\text{inf}} \rangle$ , имеет порядковый номер (целое неотрицательное число)  $k_{\text{доп}}^{\text{inf}} = 0$ , максимальное допустимое значение параметра  $\langle \text{зн}_{\text{доп}}^{\text{sup}} \rangle$  имеет порядковый номер  $n$ , идеальное допустимое значение параметра  $\langle \text{зн}_{\text{ид}} \rangle$  имеет порядковый номер  $m$ , а остальные значения пронумерованы возрастающими натуральными числами в порядке расположения слева направо (см. рис. 3, а). Направление упорядочения (для конкретности примем, что это увеличение) показано на рисунке стрелками. Например, допустимыми значениями параметра «рост» могут быть следующие (перечислены в порядке «возрастания», в скобках даны их порядковые номера в списке значений):  $\langle \text{зн}_{\text{доп}}^{\text{inf}} \rangle =$  «значительно ниже среднего» ( $k = k_{\text{доп}}^{\text{inf}} = 0$ ), «ниже среднего» ( $k = 1$ ), «несколько ниже среднего» ( $k = 2$ ), «средний» ( $k = k_{\text{ид}} = m = 3$ ), «несколько выше среднего» ( $k = 4$ );  $\langle \text{зн}_{\text{доп}}^{\text{sup}} \rangle =$  «значительно выше среднего» ( $k = k_{\text{доп}}^{\text{sup}} = n = 5$ ).

В предположении о равноправии и «равноудаленности» соседних значений некоторого параметра друг от друга в качестве меры расстояния между двумя значениями этого параметра можно, по аналогии с расстоянием в теории ориентированных графов, выбрать длину маршрута между значениями, если рассматривать сами значения как вершины графа.

Из определения критерия (16) имеем, что граничные (минимальное и максимальное) допустимые значения числовой переменной достигаются, когда модуль относительной погрешности  $\delta a_i$  равен единице:

$$\delta a_i = \frac{a_i - a_{i0}}{\Delta a_i} = \pm 1, \Rightarrow \begin{matrix} a_{i \max} = a_{i0} + \Delta a_i \\ a_{i \min} = a_{i0} - \Delta a_i \end{matrix} \quad (18)$$

Из-за возможной асимметрии количества значений строковых параметров относительно идеального значения допустимые отклонения от него вправо и влево различны. Тогда условия нормировки (18) сохранятся, если определить допустимые отклонения параметра от идеального значения в виде

$$\Delta a_i^{\text{inf}} = k_{\text{ид}} - k_{\text{доп}}^{\text{inf}} = m; \quad \Delta a_i^{\text{sup}} = k_{\text{доп}}^{\text{sup}} - k_{\text{ид}}$$

а относительное отклонение фактического значения параметра от его номинального значения задать соотношением

$$\delta a_i = \begin{cases} \frac{k - k_{\text{ид}}}{\Delta a_i^{\text{inf}}}; & k < k_{\text{ид}} \\ \frac{k - k_{\text{ид}}}{\Delta a_i^{\text{sup}}}; & k \geq k_{\text{ид}} \end{cases} \quad (19)$$

или для случая, когда индекс идеального значения есть  $m$  (см. рис. 3):

$$\delta a_i = \begin{cases} \frac{k - m}{\Delta a_i^{\text{inf}}}; & k < m \\ \frac{k - m}{\Delta a_i^{\text{sup}}}; & k \geq m \end{cases} \quad (20)$$

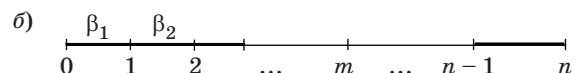
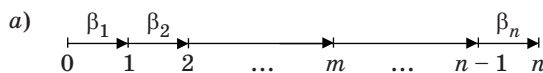
Если идеальное значение некоторого параметра совпадает с одним из его граничных значений, то для этого значения принимаем  $\delta a_i = 0$ .

В целях моделирования нештатных и аварийных ситуаций в ППС нежелательные и недопустимые значения параметров должны «расширять» упорядоченный список допустимых значений (они образуют диапазон безопасного функционирования  $SR$ ) в соответствующие стороны (рис. 3, б). Более жирной линией показаны подмножества недопустимых значений параметра, которые на рис. 3, а отсутствуют. Без потери общности можно принять, что все внутренние значения параметра, выходящие за допуск, соответствуют нежелательным, но не критическим режимам функционирования ППК, а крайние значения — критические.

Например, нежелательными значениями параметра «рост» могут быть выбраны, с одной стороны,  $\langle \text{зн}_{\text{крит}}^{\text{sup}} \rangle =$  «карлик» ( $k = k_{\text{доп}}^{\text{inf}} = 0$ ) а с другой —  $\langle \text{зн}_{\text{крит}}^{\text{sup}} \rangle =$  «гигант» ( $k = k_{\text{доп}}^{\text{sup}} = n$ ).

Если предположение о равноудаленности значений параметра неприемлемо, то вышеприведенные определения расстояния нетрудно обобщить, вводя положительные веса дуг между соседними значениями параметра (на рис. 3 обозначены символами  $\beta$  с индексами). Тогда аналогично получим

$$\Delta a_i^{\text{inf}} = \sum_{k=1}^{k_{\text{ид}}} \beta_k; \quad \Delta a_i^{\text{sup}} = \sum_{k=k_{\text{ид}}+1}^{k_{\text{доп}}} \beta_k \quad (21)$$



■ Рис. 3. Допустимые (а) и все возможные (б) значения строкового параметра

$$\delta a_i = \begin{cases} -\sum_{j=k}^{k_{ид}} \beta_j \\ \Delta a_i^{inf}; k < k_{ид} \end{cases} \quad (22)$$

$$\begin{cases} -\sum_{j=k}^{k_{ид}} \beta_j \\ \Delta a_i^{sup}; k \geq k_{ид} \end{cases}$$

Очевидно, для соотношений (21), (22) условие равенства единице модуля  $\delta a_i$  для граничных допустимых значений параметра также сохраняется.

Для отображения повышенной степени нежелательности и (или) опасности некоторых значений параметров веса этих значений следует выбирать много больше единицы, тогда соответствующее состояние ППС будет отбраковано в ходе решения задачи классификации ситуаций [1].

После выполнения описанной выше модификации строковые параметры могут включаться в пространство состояний ППС наравне с числовыми переменными, поскольку их метрика имеет аналогичные свойства, что позволяет рассматривать интегральные характеристики поведения ППС в этом пространстве. Следует отметить, что и для числовых переменных может оказаться полезным переход от вычисления относительной погрешности по формуле (16) к формулам типа (21), допускающим асимметрию диапазона возможных значений относительно номинального (идеального) значения.

### Заключение

В настоящей работе ситуационный подход к моделированию состояния ППС и сопоставлению альтернативных структур реализации таких объектов обобщен на задачи разработки логических моделей структурной надежности и безопасности функционирования ППС.

В ЛМН каждому ресурсу приписывается логическая переменная, отражающая структурную надежность его получения. Для ресурсов, поступающих извне, она задается априорно, а для ресурсов, формируемых элементами СКМ, вычисляется в ходе моделирования. При этом соответствующая ФАЛ учитывает надежность элемента СКМ, вырабатывающего этот ресурс, надежность обеспечения самого элемента входными ресурсами и возможность отказов при передаче ресурсов между объектами, которые по определению имеют в СКМ географическую привязку.

При разработке ЛМБ влияющие на безопасность ресурсы атрибутированы диапазонами безопасного функционирования  $SR$ . Выход за пределы соответствующего диапазона интерпре-

тируется как *функционально-порожденное* иницирующее событие (ИС1). Таким образом, модели ИС1 в СКМ рассматриваются как расширение моделей нормального функционирования элементов ППС, что представляется рациональным. Специфицированы еще две категории ИС, появление и развитие которых зависит от пространственных и (или) временных характеристик элементов СКМ. Они названы *пространственно-порожденными* (ИС2) и *время-порожденными* (ИС3), возможны и их комбинации (ИС4). Условия их возникновения формируются экспертным путем в функции от времени и доступных в СКМ графических характеристик элементов.

Основное отличие предложенного подхода от известных методов создания логических моделей надежности и безопасности ССС с опорой на структурную схему [3] состоит в том, что детальность моделирования ССС (ППС) повышена до отдельного ресурса, т. е. любого материального или информационного сигнала, которым могут обмениваться элементы ССС. Это, по мнению авторов, позволяет существенно повысить достоверность результатов анализа логической модели за счет более полного учета взаимосвязей элементов ППС, особенно в части выявления сложных (многократных) комбинаций отказов этих элементов.

К преимуществам представленного выше подхода можно отнести:

- возможность спецификации и формализованного описания типичных для ППС классов функционально-, пространственно- и время-порожденных отказов, иницирующих событий и иницирующих условий, появление и развитие которых зависит от пространственно-временных характеристик элементов ППС;

- принципиальную возможность оценки частичной работоспособности фрагментов ППС при отказе тех или иных элементов с учетом текущих количеств материальных ресурсов и скорости их расходования для расчета допустимого времени восстановления отказавших элементов и анализа последствий отказов;

- поддержку формирования и исследования альтернативных логических моделей, что актуально при проектировании ППС, а также при создании систем управления надежностью и безопасностью ППС;

- в практическом аспекте — использование единой инструментальной среды и методологии для моделирования как нормальных, так и критических режимов функционирования ППС, что позволяет аккумулировать разнородные знания об объекте исследования в целях их комплексного применения.

Следует отметить, что вопросы оценки вычислительной сложности описанных методов

построения логических моделей надежности и безопасности ППС требуют более детального анализа, хотя доказана [1] полиномиальная (квадратичная) сложность основных алгоритмов анализа ситуаций в СКМ.

Работа выполнена при финансовой поддержке РФФИ (проекты № 14-07-00256-а, 14-07-00257-а, 14-07-00205-а, 13-07-00318-а, 12-07-00689-а, 12-07-000550-а, 12-07-00302-а) и Президиума РАН (проект 4.3 Программы № 16).

## Литература

1. Фридман А. Я., Фридман О. В., Зуенко А. А. Ситуационное моделирование природно-технических комплексов. — СПб.: Изд-во Политехнического университета, 2010. — 436 с.
2. Фридман А. Я. Ситуационный подход к моделированию промышленно-природных комплексов и управлению их структурой // Идентификация систем и задачи управления: тр. IV Междунар. конф., Москва, 25–28 января 2005 г./ ИПУ РАН. — М., 2005. С. 1075–1108.
3. Рябинин И. А. Надежность и безопасность структурно-сложных систем. — СПб.: Политехника, 2000. — 248 с.
4. Городецкий А. Е., Курбанов В. Г., Тарасова И. Л. Экспертная система анализа и прогнозирования аварийных ситуаций в энергетических установках // Информационно-управляющие системы. 2012. № 4. С. 59–63.
5. Городецкий А. Е., Дубаренко В. В., Курбанов В. Г., Тарасова И. Л. Логико-вероятностные методы моделирования плохо формализуемых процессов и систем // Изв. ЮФУ. Технические науки. 2012. № 6(131). С. 255–257.
6. Городецкий А. Е., Курбанов В. Г., Тарасова И. Л. Имитационное моделирование развития аварийных ситуаций в энергетических установках // Информационно-управляющие системы. 2013. № 2. С. 38–42.
7. Салуквадзе М. Е. Задачи векторной оптимизации в теории управления. — Тбилиси: Мецниереба, 1975. — 202 с.
8. Фридман А. Я., Фридман О. В. Градиентный метод координации управлений иерархическими и сетевыми структурами // Информационно-управляющие системы. 2010. № 6. С. 13–20.
9. Деруссо П., Рой Р., Клоуз М. Пространство состояний в теории управления. — М.: Наука, 1970. — 620 с.

UDC 004.9

### Situational Modelling of Reliability and Safety for Industrial-Natural Systems

Fridman A. Ya.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, fridman@iimm.ru

Kurbanov V. G.<sup>b</sup>, PhD, Phys.-Math., Senior Researcher, vugar\_borchali@yahoo.com

<sup>a</sup>Institute for Informatics and Mathematical Modelling of Technological Processes of RAS, 24A, Fersman St., 184209, Apatity, Murmansk Region, Russian Federation

<sup>b</sup>Institute of Problems in Mechanical Engineering, 61, Bol'shoi St., V. O., 199178, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Introduction:** The situational approach to modelling the state of industrial-natural systems (INS) and to comparing alternative structures of their realization proposed earlier by one of the authors is generalized for the problems of developing logical models of structural reliability and safety of such systems. The research is aimed at developing the technique to build logical models of structural reliability and safety of INS functioning on basis of their normal functioning model. **Results:** Dangerous and critical situations are modeled as an "extension" of normal performance models, using the same software environment. The modelling process is detailed down to a single material or informational signal transferred between the system elements. This is the main difference of the proposed technique from the conventional ways of modeling safety/reliability of complex systems on basis of their structure charts. It provides the following advantages: the opportunity to specify and formalize descriptions of functionally, spatially and temporally generated failures typical for INS as well as triggering events and conditions whose appearance and development depends on spatial-temporal attributes of INS elements; the principle possibility to estimate partial operability of an INS at failures of certain elements taking into account the current quantity of the resources and rates of their spending in order to calculate acceptable restoration times for failed elements and analyze the consequences of their failures; the support of building and studying alternative logical models during INS construction, as well as the systems to control its safety and reliability. **Practical relevance:** This technique can raise the validity of logical models of safety and reliability by more complete consideration of interconnections between INS elements, thus revealing the most dangerous situations and scenarios caused by combined and multiple failures within the system. A common modeling environment for both normal and emergency modes of INS functioning provides accumulation of diverse kinds of knowledge about the investigated object for their integration.

**Keywords** — Situational Modelling, Logic Model of Reliability, Logic Model of Safety, Triggering Event, Logic Probabilistic Method.

## References

1. Fridman A. Ya., Fridman O. V., Zuenko A. A. *Situacionnoe modelirovanie prirodno-tehnicheskikh kompleksov* [Situational Modelling of Nature-Technical Complexes]. Saint-Petersburg, Politehnicheskii universitet Publ., 2010. 436 p. (In Russian).
2. Fridman A. Ya. Situational Approach to Modelling of Nature-Technical Complexes and Their Structure Control. *Trudy IV Mezhdunarodnoj konferencii "Identifikacija sistem i zadachi upravlenija"* [Proc. IV Intl. Conf. "Identification of Systems and Control Problems"]. Moscow, 2005, pp. 1075–1108 (In Russian).
3. Ryabinin I. A. *Nadezhnost' i bezopasnost' strukturno-slozhnyh sistem* [Reliability and Safety of Structurally Complex Systems]. Saint-Petersburg, Polytechnica Publ., 2000. 248 p. (In Russian).
4. Gorodetsky A. E., Kurbanov V. G., Tarasova I. L. Expert System of Analysis and Forecasting Emergencies in Power Generating Systems. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2012, no. 4, pp. 59–63 (In Russian).
5. Gorodetsky A. E., Dubarenko V. V., Kurbanov V. G., Tarasova I. L. Logical-and-Probabilistic Methods for Modelling of Poorly Formalizable Processes and Systems. *Izvestiia IuFU. Tehnicheskie nauki*, 2012, no. 6, pp. 255–257 (In Russian).
6. Gorodetsky A. E., Kurbanov V. G., Tarasova I. L. Simulation Modeling of Emergencies Development in Power Installations. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2013, no. 2, pp. 38–42 (In Russian).
7. Salukvadze M. E. *Zadachi vektornoj optimizacii v teorii upravlenija* [Vector Optimization Problems in Control Theory]. Tbilisi, Metsniereba Publ., 1975. 202 p. (In Russian).
8. Fridman A. Ya., Fridman O. V. Gradient Coordination Technique to Control Hierarchical and Network Structures. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2010, no. 6, pp. 13–20 (In Russian).
9. Derusso P., Roy R., Close M. *Prostranstvo sostojanij v teorii upravlenija* [State Space in Control Theory]. Moscow, Nauka Publ., 1970. 620 p. (In Russian).

## УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

Национальная электронная библиотека (НЭБ) продолжает работу по реализации проекта SCIENCE INDEX. После того как Вы зарегистрируетесь на сайте НЭБ (<http://elibrary.ru/defaultx.asp>), будет создана Ваша личная страничка, содержание которой составят не только Ваши персональные данные, но и перечень всех Ваших печатных трудов, имеющих в базе данных НЭБ, включая диссертации, патенты и тезисы к конференциям, а также сравнительные индексы цитирования: РИНЦ (Российский индекс научного цитирования), h (индекс Хирша) от Web of Science и h от Scopus. После создания базового варианта Вашей персональной страницы Вы получите код доступа, который позволит Вам редактировать информацию, помогая создавать максимально объективную картину Вашей научной активности и цитирования Ваших трудов.

УДК 528.83

## ПОСТРОЕНИЕ ПРЕДМЕТНО-ОРИЕНТИРОВАННОЙ ОНТОЛОГИИ В СИСТЕМАХ ОБРАБОТКИ ПРОСТРАНСТВЕННЫХ ДАННЫХ

С. А. Карин<sup>а</sup>, канд. воен. наук, заместитель начальника кафедры

<sup>а</sup>Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург, РФ

**Цель:** построение предметно-ориентированной онтологии единого информационного пространства в системах обработки пространственных данных. **Результаты:** разработана концептуальная модель распределенной автоматизированной системы сбора, обработки и анализа пространственных данных. Описана модель предметно-ориентированной онтологии единого информационного пространства. Разработан алгоритм информационного взаимодействия узлов в распределенных автоматизированных системах, включающий формирование передаваемого информационного пакета, определение перечня доступных адресатов, гарантированную доставку данных по каналам связи, получение пакета адресатами, передачу квитанции о получении отправителю. Разработан алгоритм поиска данных, включающий описание поисковых критериев, поиск требуемых данных на локальном узле автоматизированной системы, передачу управления алгоритму информационного взаимодействия в целях доставки поисковых критериев на взаимодействующие узлы, поиск требуемых данных на удаленных узлах и передачу потребителю объединенных результатов. **Практическая значимость:** разработанная предметно-ориентированная онтология единого информационного пространства позволяет динамически описать типовую предметную область в автоматизированных системах сбора, обработки и анализа разнородных пространственных данных без перепрограммирования, что приводит к повышению эффективности применения таких систем и снижению затрат на их эксплуатацию. Полученные алгоритмы и модели использованы в программном комплексе сбора, хранения и поиска разнородной пространственной информации.

**Ключевые слова** — единое информационное пространство, геоинформационные системы, пространственные данные, предметно-ориентированная онтология, информационное взаимодействие.

### Введение

Роль данных в различных областях деятельности человека — научных исследованиях, здравоохранении, образовании, промышленности — непрерывно растет в последние годы. Развиваются новые информационные технологии, в которых данные становятся доминирующим фактором, новые подходы к концептуализации, организации и реализации автоматизированных информационных систем сбора, обработки и анализа разнородных данных (АИС СОАРД) [1–4]. К системам такого класса, например, можно отнести системы поддержки принятия решений, автоматизированные системы управления, системы автоматизации делопроизводства, системы мониторинга, геоинформационные системы и др.

Ряд особенностей характеризует АИС СОАРД, выделяя их среди систем других классов [3–6]. Во-первых, значительная часть (до 80 %) обрабатываемых информационных ресурсов имеет пространственную и временную привязку (т. е. является геопрограммированной). Во-вторых, объемы информации, которую необходимо обработать, сохранить и предоставить потребителю, в настоящее время достигают размеров в десятки и сотни терабайт и продолжают возрастать. В-третьих, обрабатываемые информационные ресурсы, а также участники информационного взаимодействия (пользователи) характеризуются территориальной распределенностью. В-четвертых, обрабатываемые информационные ресурсы характеризуются значительной гетерогенностью (разнородностью).

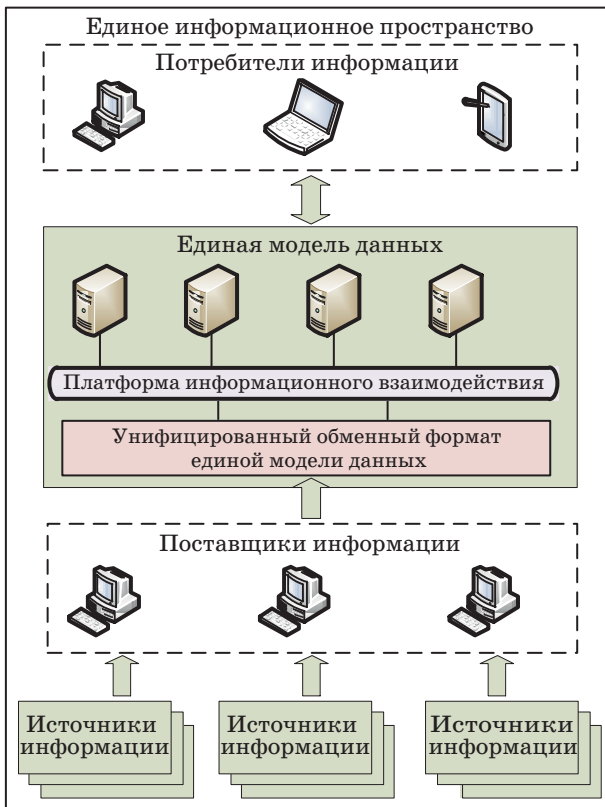
В-пятых, все чаще требуется гарантированное доведение информационных ресурсов до потребителей, в том числе при «нестабильных» каналах связи. В-шестых, современные АИС СОАРД характеризуются необходимостью постоянного мониторинга их функционирования, а также постоянного масштабирования.

Данные особенности определяют задачу обеспечения работы пользователей в единой понятийной среде и в едином информационном пространстве, что требует единых правил адресования субъектов и объектов АИС, согласования содержания информационного и информационно-лингвистического обеспечения отдельных объектов АИС и поддержания их в актуальном состоянии в масштабе времени, близком к реальному.

### Концептуальная модель распределенной АИС

В настоящее время в мире возрастает интерес к применению новых методов организации сбора, хранения, поиска и обработки разнородных данных. С учетом вышеназванных особенностей современных АИС СОАРД одним из перспективных методов является формирование единого информационного пространства в виде взаимоувязанных распределенных АИС, в основе которых лежит обработка пространственных данных. Такие системы будем называть распределенными автоматизированными информационными системами сбора, обработки и анализа разнородных пространственных данных (АИС СОАРПД).





■ Рис. 1. Концептуальная модель АИС СОАРПД

Важнейшим отличием АИС СОАРПД является то, что выход из строя одного из узлов системы не приведет к выходу из строя всей системы в целом.

Концептуальная модель систем такого класса приведена на рис. 1.

Формирование единого информационного пространства предполагает формальное описание единой модели данных, а также способов преобразования циркулирующей в системе информации из форматов внешних источников в унифицированный формат единой модели данных. При этом обмен данными между поставщиками и потребителями информации должен осуществляться с использованием специализированной программно-аппаратной платформы информационного взаимодействия.

Одним из эффективных методов реализации указанных задач является использование предметно-ориентированных онтологий [1, 7–9].

### Описание модели предметно-ориентированной онтологии

Онтологии получили широкое распространение в решении проблем представления знаний и инженерии знаний, семантической интеграции информационных ресурсов, информационного

поиска и многих других областей [1, 7–12]. Онтология — это комплекс понятий от самых общих до наиболее конкретных, охватывающий полный спектр объектов и отношений, включая события и процессы, а также значения (атрибутов и отношений), определяемые, если необходимо, во времени и пространстве [1, 8, 9].

В настоящее время развиваются, в основном, следующие типы онтологий: предметно-ориентированные (Domain-oriented), ориентированные на прикладную задачу (Task-oriented), общие онтологии (Top-level ontologies).

Предметно-ориентированная онтология — это концептуализация мира в понятиях словаря для объектов, их качественных характеристик, отличительных особенностей и т. п. для данной предметной области [1, 8, 9]. Понятия, определенные в словаре, являются принятой в данной предметной области терминологией.

Формально определим рассматриваемую предметно-ориентированную онтологию следующим образом:

$$O = \langle C, I, E, L, F_{ext}, F_{md}, F_s, F_{int} \rangle,$$

где

$C$  — набор категорий (классов объектов, понятий) единого информационного пространства;

$I$  — набор информационных ресурсов, которые описываются различными категориями;

$E$  — унифицированный обменный формат единой модели данных, который позволяет формально описать все виды разнородных информационных ресурсов;

$L$  — набор внешних форматов представления данных из унаследованных систем;

$F_{ext}(L_i) \rightarrow E$  — функция преобразования данных из внешних форматов в унифицированный формат единой модели данных;

$F_{md}(E) \rightarrow I$  — функция преобразования данных из обменного формата в набор информационных ресурсов;

$F_s(I_j) \rightarrow I$  — функция поиска требуемых информационных ресурсов ( $I$ ), удовлетворяющих заданным поисковым критериям ( $I_j$ );

$F_{int}(I_j) \rightarrow I_j$  — функция информационного обмена узлов распределенной АИС СОАРПД.

Дадим определения некоторым основным понятиям словаря рассматриваемой предметно-ориентированной онтологии.

**Категория** — поименованная сущность, включающая в себя описание набора атрибутов, вложенных рубрик, шаблонов визуализации, а также указания на тип категории (справочник, документ, журнал учета).

**Атрибут** — поименованная сущность, включающая в себя описание типа атрибута, принадлежность к некоторой группе атрибутов, правила его фильтрации (для атрибута, описывающего

ссылку на элемент справочника), описание начального значения, значения по умолчанию, название, код и другие параметры. Атрибут представляет собой описание некоторого свойства объекта реального мира.

*Шаблон визуализации* — поименованная сущность, включающая в свой состав сгруппированные атрибуты, включенные в заданную категорию. Каждая группа имеет название и содержит произвольное подмножество атрибутов заданной категории и подгрупп, при этом учитывается порядок их следования в рассматриваемой группе. В свою очередь также учитывается порядок следования каждой группы в шаблоне визуализации. Шаблон визуализации предназначен для визуализации информационных ресурсов с учетом рассматриваемой предметной области, требуемой степени детализации и т. п.

*Информационный ресурс (экземпляр категории)* — поименованная сущность, включающая данные о ее принадлежности к заданной категории (с наследованием всех ее свойств), значениях атрибутов, авторе и владельце, правах доступа, состоянии, дате и времени его создания, настройках синхронизации, прикрепленных файлах. Набор доступных атрибутов, шаблонов визуализации и вложенных рубрик информационный ресурс наследует от категории. В общем виде информационный ресурс является моделью какого-либо объекта реального мира. Взаимосвязь «категория» — «информационный ресурс» можно описать в терминах объектно-ориентированной парадигмы как «класс» — «объект».

*Рубрика* — поименованная сущность иерархического типа, характеризующаяся названием; вхождением в рубрику более высокого уровня; ассоциированным поисковым запросом, при удовлетворении которому информационные ресурсы будут автоматически вкладываться в рубрику; категорией, экземпляры которой могут вкладываться в рубрику; правами доступа к рубрике.

*Информационный обмен* — информационное взаимодействие двух и более узлов АИС СОАРПД, при котором единицей передачи данных является информационное сообщение специальной структуры или в обменном формате. В основе этой структуры и формата лежат понятия атрибутов, категорий и информационных ресурсов. Неотъемлемым свойством информационного обмена является гарантированность доставки информационных сообщений получателю.

В соответствии с вышеприведенными определениями формально понятие категории можно описать следующим образом:

$$C = \langle s, A, R, T \rangle,$$

где

$s = \langle s_1, s_2 \rangle$ , при этом  $s_1$  — название категории,  $s_2$  — тип категории;

$A$  — набор атрибутов категории, при этом  $A = \{a_i \mid a_i$  — описание  $i$ -го атрибута категории,  $i = 1 \div n$ ,  $n$  — количество атрибутов в категории};

$R$  — набор вложенных рубрик категории, при этом  $R = \{r_i \mid r_i$  — описание  $i$ -й рубрики,  $i = 1 \div m$ ,  $m$  — количество рубрик в категории};

$T$  — набор шаблонов визуализации категории, при этом  $T = \{t_i \mid t_i$  — описание  $i$ -го шаблона,  $i = 1 \div k$ ,  $k$  — количество шаблонов в категории}.

В свою очередь понятие информационного ресурса можно описать следующим образом:

$$I = \langle p, C, V, D, S, F \rangle,$$

где

$p = \langle p_1, p_2, p_3, p_4 \rangle$ , при этом  $p_1$  — название информационного ресурса,  $p_2$  — его состояние,  $p_3$  — дата и время его создания,  $p_4$  — информация об авторе и владельце;

$C$  — категория информационного ресурса;

$V$  — набор значений атрибутов, при этом  $V = \{v_i \mid v_i$  — описание  $i$ -го значения атрибута,  $i = 1 \div n$ ,  $n$  — количество значений атрибутов в информационном ресурсе};

$D$  — набор описаний прав доступа к информационному ресурсу, при этом  $D = \{d_i \mid d_i$  — описание  $i$ -го права доступа некоторого пользователя,  $i = 1 \div m$ ,  $m$  — количество определенных прав доступа};

$d_i = \langle d_1, d_2, d_3, d_4 \rangle$ , при этом  $d_1$  — возможность чтения,  $d_2$  — возможность изменения,  $d_3$  — возможность удаления,  $d_4$  — возможность передачи информационного ресурса другим пользователям и на другие узлы системы по каналам информационного обмена;

$S$  — набор настроек синхронизации, где каждая настройка определяет достаточные данные для осуществления информационного обмена, т. е. для выполнения функции  $F_{int}(I_i) \rightarrow I_j$ , при этом  $S = \{s_i \mid s_i$  — описание настройки синхронизации с  $i$ -м узлом распределенной АИС СОАРПД,  $i = 1 \div k$ ,  $k$  — количество узлов, с которыми синхронизируется информационный ресурс};

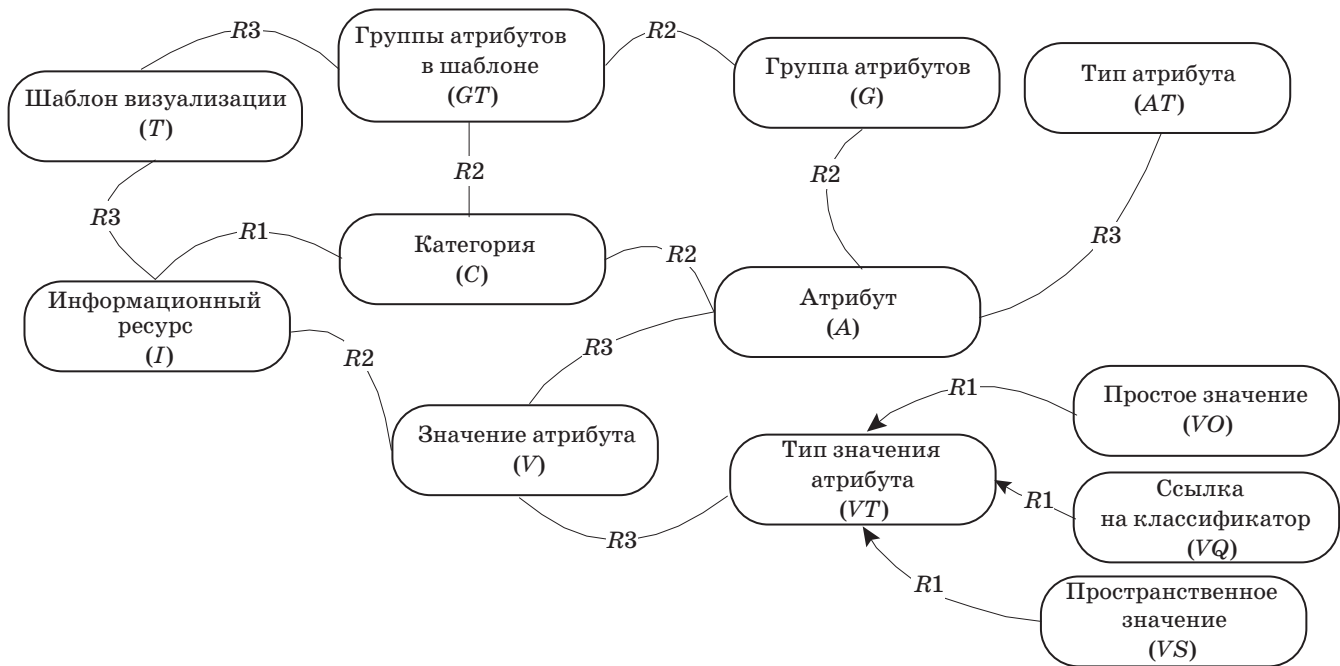
$F$  — набор прикрепленных файлов, при этом  $F = \{f_i \mid f_i$  — описание  $i$ -го файла,  $i = 1 \div l$ ,  $l$  — количество прикрепленных к информационному ресурсу файлов}.

На схеме отношений между различными элементами словаря рассматриваемой предметно-ориентированной онтологии (рис. 2) выделены следующие типы отношений:

$R1$  — является экземпляром класса;

$R2$  — содержит набор (список);

$R3$  — включает в себя часть.



■ Рис. 2. Схема отношений между различными элементами словаря онтологии

**Описание алгоритмов работы функций по управлению основными сущностями онтологии**

В состав модели предметно-ориентированной онтологии единого информационного пространства сбора, обработки и анализа разнородных пространственных данных входят различные сущности или элементы словаря онтологии (см. рис. 2), а также набор функций по управлению этими сущностями:

- 1) функция преобразования данных из внешних форматов в унифицированный обменный формат единой модели данных ( $F_{ext}(L_i) \rightarrow E$ );
- 2) функция преобразования данных из обменного формата в набор информационных ресурсов ( $F_{md}(E) \rightarrow I$ );
- 3) функция поиска информационных ресурсов в соответствии с заданными критериями ( $F_s(I_i) \rightarrow I$ );
- 4) функция информационного взаимодействия узлов распределенной АИС СОАРПД ( $F_{int}(I_i) \rightarrow I_j$ ).

На уровне АИС каждая из этих функций должна быть представлена набором программных модулей, которые реализуют их алгоритмы. Необходимо отметить, что в рамках данной статьи представлены только функции, которые обеспечивают базовые возможности типовой АИС СОАРПД. В реально действующих АИС перечень этих функций будет более широким.

Функции  $F_{ext}(L_i) \rightarrow E$  и  $F_{md}(E) \rightarrow I$  могут быть реализованы в виде преобразователя с магазинной памятью на основе математического аппарата теории формальных грамматик [6, 13, 14].

Функция ( $F_{int}(I_i) \rightarrow I_j$ ) получает на вход набор информационных ресурсов, которые требуется передать получателю. При этом в качестве одного из атрибутов, входящих в категорию информационного ресурса, входит адрес отправителя и получателей. Функция осуществляет анализ адресов получателей и посредством платформы информационного взаимодействия (которая в данном случае играет роль маршрутизирующей инфраструктуры) производит доставку наборов информационных ресурсов на целевые узлы.

В основе работы данной функции лежат следующие основные требования:

- 1) наличие единых правил адресования субъектов и объектов АИС;
- 2) согласование содержания информационного и информационно-лингвистического обеспечения отдельных объектов АИС;
- 3) поддержание их в актуальном состоянии в масштабе времени, близком к реальному;
- 4) гарантированное доведение информационных ресурсов до потребителей, в том числе при «нестабильных» каналах связи.

Структурная схема алгоритма работы функции информационного взаимодействия узлов распределенной АИС СОАРПД ( $F_{int}(I_i) \rightarrow I_j$ ) представлена на рис. 3.

**Шаг 1.** Получение от вызывающей функции (например, функции поиска  $F_s(I_i) \rightarrow I$ ) набора передаваемых информационных ресурсов, анализ адресов получателей, их сопоставление с зарегистрированными в системе адресатами. Выбирается очередной адресат, если он доступен



■ Рис. 3. Схема алгоритма работы функции информационного взаимодействия узлов распределенной АИС СОАРПД

(каналы связи находятся в работоспособном состоянии) — переход на шаг 2. В противном случае проверка доступности выполняется для следующего адресата в списке до тех пор, пока не будут обработаны все адресаты.

**Шаг 2.** Формирование эталонной контрольной суммы передаваемого пакета и его доставка по каналам связи.

**Шаг 3.** Ожидание ответа от адресата о получении передаваемого пакета. Предполагается, что адресат должен отправить ответ только в случае успешного получения пакета и совпадения эта-

лонной и вычисленной контрольных сумм. Если ответ от адресата не получен и превышен порог ожидания ответа — переход на шаг 2. Если ответ получен — передача пакета следующему адресату.

Шаги 2 и 3 выполняются для всех указанных адресатов. При этом их выполнение осуществляется в асинхронном режиме.

**Шаг 4.** Завершение работы и передача управления в вызвавшую функцию.

Таким образом, алгоритм (см. рис. 3) обеспечивает гарантированное доведение информационных ресурсов до соответствующих адресатов.

Функция поиска ( $F_s(I_t) \rightarrow I$ ) реализована таким образом, чтобы обеспечить распределенный поиск требуемых информационных ресурсов на всех узлах АИС СОАРПД с учетом дискреционных прав доступа пользователей. На рис. 4 представлена структурная схема алгоритма работы этой функции.

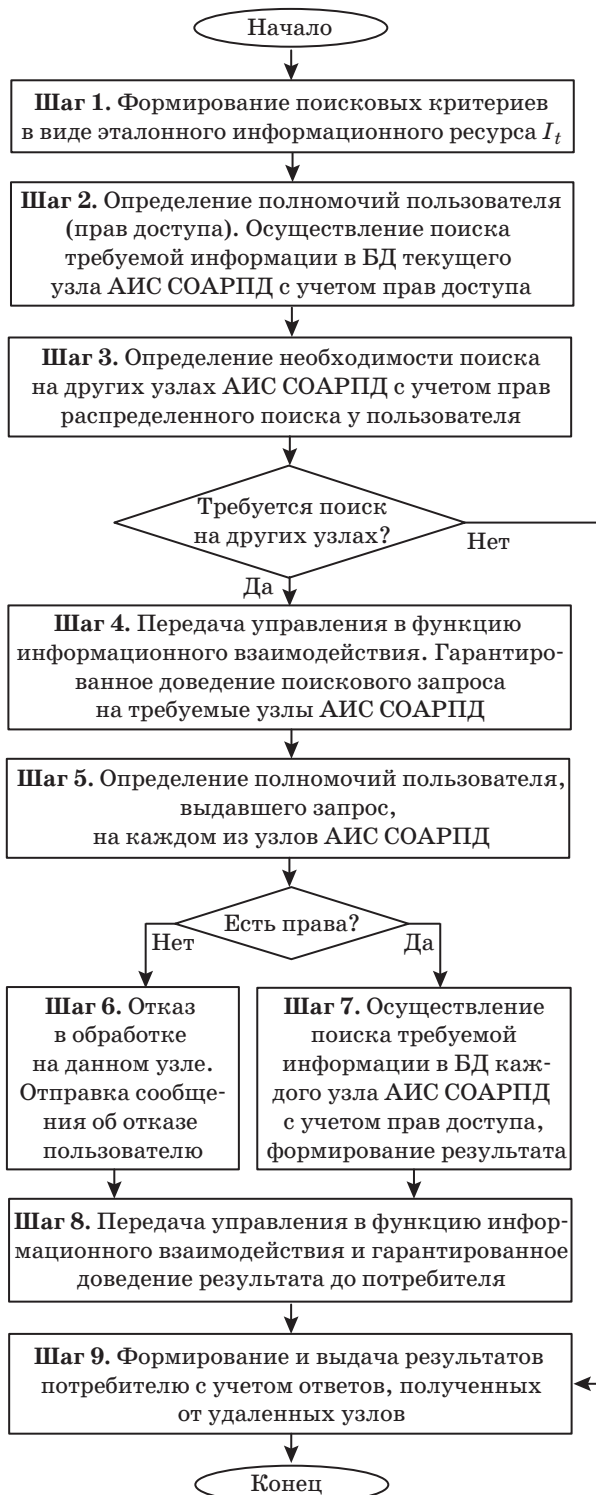
**Шаг 1.** Формирование поисковых критериев в виде эталонного информационного ресурса  $I_t$ . Поисковые критерии описываются потребителем (пользователем, выполняющим поиск). Функция агрегирует эти критерии в виде набора значений атрибутов, входящих в категорию формируемого эталонного информационного объекта.

**Шаг 2.** Поиск требуемой информации (искомых информационных ресурсов) в базе данных текущего (локального относительно потребителя) узла АИС СОАРПД. При этом происходит определение полномочий пользователя (дискреционных прав доступа). Кроме того, по умолчанию полагается, что пользователь не имеет прав на потенциально искомый информационный ресурс, если явно не указано обратное. Далее происходит генерация SQL-запросов к таблицам базы данных, в которых хранятся информационные ресурсы. Результатом выполнения SQL-запросов является промежуточный набор информационных ресурсов, которые удовлетворяют запросу пользователя.

**Шаг 3.** Определение необходимости поиска на других узлах АИС СОАРПД с учетом прав распределенного поиска у пользователя. При этом если принимается решение об отсутствии необходимости поиска на удаленных узлах, то сформированный на предыдущем шаге промежуточный набор информационных ресурсов передается на шаг 9, где формируется окончательный ответ пользователю. В противном случае управление передается на шаг 4.

**Шаг 4.** Передача сформированного на первом шаге эталонного информационного ресурса  $I_t$  в функцию информационного взаимодействия ( $F_{int}(I_t) \rightarrow I_p$ ), которая осуществляет его гарантированное доведение на все требуемые узлы АИС СОАРПД.

**Шаг 5.** Анализ полномочий пользователя, выдавшего поисковый запрос, на всех узлах АИС СОАРПД, на которые был доставлен эталонный



■ **Рис. 4.** Схема алгоритма работы функции поиска информационных ресурсов в соответствии с заданными критериями

информационный ресурс  $I_t$ . При этом по умолчанию полагается, что пользователь не имеет прав на потенциально искомый информационный ресурс, если явно не указано обратное. Кроме того, если пользователю явно не выданы полномочия на поиск на данном узле, то происходит переход на шаг 6. В противном случае — переход на шаг 7.

**Шаг 6.** Формирование отказа от выполнения поиска на текущем удаленном узле, формирование пустого набора информационных ресурсов в качестве результирующего ответа.

**Шаг 7.** Генерация SQL-запросов к таблицам базы данных, в которых осуществляется хранение информационных ресурсов. Результатом выполнения SQL-запросов является промежуточный набор информационных ресурсов, которые удовлетворяют запросу пользователя.

**Шаг 8.** Передача сформированного промежуточного набора информационных ресурсов в функцию информационного взаимодействия ( $F_{int}(I_i) \rightarrow I_j$ ), которая осуществляет его гарантированное доведение до потребителя.

**Шаг 9.** Ожидание завершения работы функции информационного взаимодействия, которая должна доставить ответы от всех удаленных узлов, где осуществлялся поиск. После этого с учетом полученных ответов, а также промежуточного набора информационных ресурсов, сформированных на втором шаге, выдается результат поиска потребителю.

### Заключение

В данной работе рассмотрена модель предметно-ориентированной онтологии в автоматизированных информационных системах сбора, обработки и анализа разнородных пространственных данных. Сформулированы определения основных сущностей онтологии. Дано описание концептуальной модели типовой распределенной АИС СОАРПД. Предложены алгоритмы работы функций, входящих в разработанную предметно-ориентированную онтологию, дана их краткая характеристика.

Описанные в данной статье модели и алгоритмы легли в основу ряда АИС, разработанных в интересах Министерства обороны Российской Федерации, а также других органов государственного и муниципального управления. Направления дальнейших исследований по теме данной статьи связаны с расширением предложенной предметно-ориентированной онтологии путем включения в нее новых сущностей и функций их обработки, а также разработки алгоритмов работы этих функций.

### Литература

1. **Лапшин В. А.** Онтологии в компьютерных системах. — М.: Научный мир, 2010. — 224 с.

2. **Калиниченко Л. А.** Методы и средства интеграции неоднородных баз данных. — М.: Наука, 1983. — 424 с.  
 3. **Коголовский М. Р.** Перспективные технологии информационных систем. — М.: ДМК Пресс, 2003. — 288 с.

4. Жижимов О. Л., Мазов Н. А. Принципы построения распределенных информационных систем на основе протокола Z39.50/OIGGM СО РАН; ИВТ СО РАН. — Новосибирск, 2004. — 361 с.
5. Бездушный А. Н., Жиждченко А. Б., Кулагин М. В., Серебряков В. А. Интегрированная система информационных ресурсов РАН и технология разработки цифровых библиотек // Программирование. 2000. № 4. С. 3–14.
6. Карин С. А. Интеграция в едином информационном пространстве разнородных геопространственных данных // Информационно-управляющие системы. 2012. № 2. С. 89–94.
7. Добров Б. В., Иванов В. В., Лукашевич Н. В., Соловьев В. Д. Онтологии и тезаурусы: модели, инструменты, приложения. — М.: Бином. Лаборатория знаний, 2009. — 173 с.
8. Gruber T. R. The Role of Common Ontology in Achieving Sharable, Reusable Knowledge Bases // Principles of Knowledge Representation and Reasoning: Proc. of the Second Intern. Conf. / J. A. Allen, R. Fikes, E. Sandewell — eds. Morgan Kaufmann, 1991. P. 601–602.
9. Найханова Л. В. Технология создания методов автоматического построения онтологий с применением генетического и автоматного программирования: монография. — Улан-Удэ: Изд-во БНЦ СО РАН, 2008. — 244 с.
10. Бениаминов Е. М. Алгебраические методы в теории баз данных и представлении знаний. — М.: Научный мир, 2003. — 184 с.
11. Гаврилова Т. А., Хорошевский В. Ф. Базы знаний интеллектуальных систем. — СПб.: Питер, 2000. — 384 с.
12. Клещев А. С., Шалфеева Е. А. Классификация свойств онтологий. Онтологии и их классификации // Научно-техническая информация. Сер. 2. 2005. № 9. С. 16–22.
13. Алферова З. В. Теория алгоритмов. — М.: Статистика, 1973. — 165 с.
14. Ахо А., Ульман Дж. Теория синтаксического анализа, перевода и компиляции. Т. 1: Синтаксический анализ. — М.: Мир, 1978. — 612 с.

UDC 528.83

### Developing a Domain-Specific Ontology in Spatial Data Processing Systems

Karin S. A.<sup>a</sup>, PhD, Mil., Deputy Head of a Sub-Faculty, sergey.karin@gmail.com

<sup>a</sup>A. F. Mozhaevskii Military Space Academy, 13, Zhdanovskaia St., 197082, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** Developing a domain-specific ontology for common information space in spatial data processing systems. **Results:** A conceptual model is developed for a distributed automated system of collecting, processing and analyzing spatial data. A model of domain-specific ontology of a single information space is described. An algorithm is developed for informational interaction of nodes in distributed automated systems. This algorithm includes forming the transmitted data packet; determining the list of the available destinations; guaranteed delivery of the data over the communication channels; receipt of the packet by the destinations; transfer of the receipt to the sender. A data search algorithm is developed which includes: search criteria description; search for the required data on the local node of the automated system; transfer of the control to the informational interaction algorithm in order to deliver the search criteria to the interacting nodes; search for the required data on remote nodes and transmission of the results to the consumers. **Practical relevance:** The developed domain-specific ontology for single information space allows to dynamically describe a typical subject area in automated systems of collection, processing and analysis of heterogeneous spatial data without reprogramming, which makes the efficiency of such systems higher and their operation cost lower. The obtained algorithms and models are used in a software package for collecting, storing and retrieval of heterogeneous spatial information.

**Keywords** — Common Information Space, Geographic Information Systems, Spatial Data, Domain-Specific Ontology, Communication.

#### References

1. Lapshin V. A. *Ontologii v komp'yuternykh sistemakh* [Ontology in Computer Systems]. Moscow, Nauchnyi Mir Publ., 2010. 224 p. (In Russian).
2. Kalinichenko L. A. *Metody i sredstva integratsii neodnorodnykh baz dannykh* [Methods and Tools for Integration of Heterogeneous Databases]. Moscow, Nauka Publ., 1983. 424 p. (In Russian).
3. Kogalovskii M. R. *Perspektivnye tekhnologii informatsionnykh sistem* [Prospective Information Systems Technology]. Moscow, DMK Press Publ., 2003. 288 p. (In Russian).
4. Zhizhimov O. L., Mazov N. A. *Printsipy postroeniia raspredelennykh informatsionnykh sistem na osnove protokola Z39.50* [Principles for Building Distributed Information Systems Based on the Z39.50 Protocol]. Novosibirsk, OIGGM SO RAN; IVT SO RAN Publ., 2004. 361 p. (In Russian).
5. Bezдушnyi A. N., Zhizhchenko A. B., Kulagin M. V., Serebriakov V. A. Integrated Resources Information System of Sciences and Technology Digital Library. *Programirovanie*, 2000, no. 4, pp. 3–14 (In Russian).
6. Karin S. A. Integration in the Single Information Space of Heterogeneous Geospatial Data. *Informatsionno-upravliayushchie sistemy*, 2012, no. 2, pp. 89–94 (In Russian).
7. Dobrov B. V., Ivanov V. V., Lukashevich N. V., Solov'ev V. D. *Ontologii i tezaurusy: modeli, instrumenty, prilozheniia*. [Ontologies and Thesauri: Models, Tools, Applications]. Moscow, Binom. Laboratoria Znaniia Publ., 2009. 173 p. (In Russian).
8. Gruber T. R. The Role of Common Ontology in Achieving Sharable, Reusable Knowledge Bases. *Proc. of the Second Intern. Conf. "Principles of Knowledge Representation and Reasoning"*. J. A. Allen, R. Fikes, E. Sandewell — eds. Morgan Kaufmann, 1991, pp. 601–602.
9. Naikhanova L. V. *Tekhnologiia sozdaniia metodov avtomaticheskogo postroeniia ontologii s primeneniem geneticheskogo i avtomatnogo programirovaniia* [Technology for Creating Methods of Automatic Construction of Ontologies Using Genetic Programming and Automata]. Ulan-Ude, BNTs SO RAN Publ., 2008. 244 p. (In Russian).
10. Beniaminov E. M. *Algebraicheskie metody v teorii baz dannykh i predstavlenii znaniia* [Algebraic Methods in the Theory of Databases and Knowledge Representation]. Moscow, Nauchnyi Mir Publ., 2003. 184 p. (In Russian).
11. Gavrilova T. A., Khoroshevskii V. F. *Bazy znaniia intellektual'nykh sistem* [Knowledge Databases in Intelligent Systems]. Saint-Petersburg, Piter Publ., 2000. 384 p. (In Russian).
12. Kleshchev A. S., Shalfeeva E. A. Classification Properties of Ontologies. Ontology and their Classification. *Nauchno-tekhnicheskaia informatsiia*. Ser. 2. 2005, no. 9, pp. 16–22 (In Russian).
13. Alferova Z. V. *Teoriia algoritmov* [Theory of Algorithms]. Moscow, Statistika Publ., 1973. 165 p. (In Russian).
14. Akho A., Ul'man Dzh. *Teoriia sintaksicheskogo analiza, perevoda i kompiliatsii. T. 1: Sintaksicheskii analiz* [The Theory of Parsing, Translation and Compilation. Vol. 1. Parsing]. Moscow, Mir Publ., 1978. 612 p. (In Russian).

УДК 519.688

## МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ СЛУЖБЫ КАТАЛОГОВ

А. В. Андреев<sup>а, 1</sup>, системный администратор, аспирант

<sup>а</sup>Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

**Постановка проблемы:** при обращении к службе каталогов множества сервисов (прокси-сервера, файлового сервера и т. д.) сервер каталога должен обрабатывать тысячи записей. Чем быстрее сервер каталога обработает запрос, тем быстрее данные будут обработаны следующим сервисом, запросившим информацию. В высоконагруженных локальных вычислительных сетях временная характеристика службы каталогов — важный параметр работы всей сети. Целью работы является построение математической модели каталогов для моделирования поведения данного сервиса с последующим анализом результатов. **Методы:** проведен анализ исходного кода службы каталогов OpenLDAP, структуры хранения данных каталога и характеристик дисковых систем. **Результаты:** определены типы операций с записями каталога: чтение, запись, удаление. Определены условия работы каталога в высоконагруженных локальных вычислительных сетях, например, количество записей каталога, настройки кэширования, параметры используемой базы данных и структуры хранения данных. Определена временная характеристика каталога как суммарное значение временных затрат дисковой системы и центрального процессора. Детально расписана каждая составляющая временной характеристики. Сформулирована математическая модель службы каталогов. Представлены результаты, полученные теоретическим и эмпирическим методами. **Практическая значимость:** данная модель может применяться для моделирования поведения службы каталогов при построении высоконагруженных локальных вычислительных сетей или для оптимизации работы в существующих решениях.

**Ключевые слова** — служба каталогов, базы данных, математическая модель, временная характеристика.

### Введение

Каталог — простой способ упорядочения чего угодно. Каталоги прочно вошли в нашу жизнь. Вы пользуетесь каталогом, отыскивая номер в телефонной книге. То же самое вы делаете, когда организуете файлы и папки на жестком диске своего компьютера. И служба каталогов тоже является неким набором информации, базой данных сетевых ресурсов [1].

Для служб каталогов характерны следующие типы операций: чтение, запись, удаление [2].

Время операций напрямую связано с количеством записей в каталоге: чем больше записей, тем больше время.

Основная задача каталога — хранение и поиск различных данных. В случае службы каталогов следует учитывать, что чем меньше время операций, тем быстрее происходят последующие действия, связанные с полученными данными: аутентификация, авторизация, работа почтовых сервисов, работы файловых сервисов и т. д. Подробнее о действиях с полученными данными описано в более ранних публикациях [3, 4].

Время операций — основная характеристика службы каталогов [5].

<sup>1</sup> Научный руководитель — кандидат технических наук, доцент кафедры вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения В. В. Балберин.

### Модель службы каталогов

Предлагаем рассмотреть работу службы каталогов с такими условиями:

- на сервере выполняется только служба каталога;
- количество записей более 10 000, т. е. служба работает в высоконагруженной локальной вычислительной сети;
- служба каталогов использует для хранения записей нереляционную базу данных (*Berkeley DB* — BDB);
- опции кэширования отключены для службы каталогов, BDB, файловой системы;
- BDB хранит записи блоками по 4 и 16 КБ [6];
- структура хранения данных имеет вид граф-дерева, где все записи расположены в одной ветке [7].

Можно сделать предположение, что временная характеристика такой службы каталогов будет зависеть от времени занятости дисковой системы, процессорного времени операции и может быть представлена суммой

$$t = t_d + t_c, \quad (1)$$

где  $t$  — время операции;  $t_d$  — время занятости дисковой системы;  $t_c$  — время процесса в режиме пользователя.

Для расчета времени занятости дисковой системы воспользуемся формулой

$$t_d = E \cdot N/s,$$

где  $E$  — размер записи;  $N$  — количество записей в ветке каталога;  $s$  — скорость операции дисковой системы.

Скорость операции дисковой системы равна произведению функционального значения операций ввода/вывода за секунду времени и размера записываемого/читаемого блока данных [8]:

$$s = (Fiops \cdot Kb)/1024,$$

где  $Fiops$  — функциональное значение операций ввода/вывода за секунду времени;  $Kb$  — размер блока в BDB.

С учетом того, что фактическое значение операций ввода/вывода зависит от общего количества операций ввода/вывода, получим [9]

$$s = ((TOTALIops \cdot \%read) + ((TOTALIops \cdot \%write) \cdot RAIDPenalty))Kb, \quad (2)$$

где  $TOTALIops$  — общее количество  $iops$  для дисковой системы;  $\%read$  — процент операций чтения;  $\%write$  — процент операций записи;  $RAIDPenalty$  — значение штрафа для RAID.

Чтобы перевести значение  $s$  из килобайт в секунду в мегабайты в секунду, выражение (2) следует поделить на 1024:

$$s = (((TOTALIops \cdot \%read) + ((TOTALIops \cdot \%write) \cdot RAIDPenalty))Kb)/1024.$$

Общее количество операций ввода/вывода является произведением значения операций ввода/вывода заданного производителем носителя и количества носителей:

$$TOTALIops = iops \cdot N_h,$$

где  $iops$  — количество операций ввода/вывода в секунду, заданных производителем;  $N_h$  — количество носителей [9].

Время процесса в режиме пользователя вычисляется на основании данных статуса процесса:

$$t_c = (utime_0 - utime_1 + stime_0 - stime_1)/HZ,$$

где  $utime_0$  — изначальное время выполнения процесса в режиме задачи;  $utime_1$  — текущее время выполнения процесса в режиме задачи;  $stime_0$  — изначальное время выполнения процесса в режиме ядра;  $stime_1$  — текущее время выполнения процесса в режиме ядра;  $HZ$  — количество тиков за секунду.

В операционных системах семейства GNU/Linux исходные данные расположены в файле `/proc/[pid]/stat` [10].

С учетом всех преобразований исходная зависимость (1) имеет вид

$$t = E \cdot N \cdot 1024 / (((iops \cdot N_h \cdot \%read) + ((iops \cdot N_h \cdot \%write) \cdot RAIDPenalty))Kb) + (utime_0 - utime_1 + stime_0 - stime_1) / HZ.$$

Значение  $N$  в данной модели ограничено условием

$$N < E_{bd}/E,$$

где  $E_{bd}$  — выделяемый размер под базу данных каталога.

## Теоретические и эмпирические результаты

Рассмотрим тип операции — чтение. Исходные данные:

$$N = 12\,560; E = 0,0014 \text{ МБ}; iops = 70; N_h = 1;$$

$$\%read = 100 \%; \%write = 0 \%; RAIDPenalty = 0;$$

$$Kb = 16 \text{ КБ}; utime_0 = 1127; utime_1 = 988;$$

$$stime_0 = 501; stime_1 = 437; HZ = 100\,000;$$

$$t_m = 0,0014 \cdot 12\,560 \cdot 1024 / (((70 \cdot 1 \cdot 100) + (70 \cdot 1 \cdot 0) \cdot 0) \cdot 16) + (1127 - 988 + 501 - 437) / 100\,000 = 18\,006,016 / 112\,000 + 0,002 = 0,1627.$$

Эмпирические данные были получены с помощью команды `time` операционной системы GNU/Linux:  $t_3 = 0,163$  с.

## Заключение

Используя представленную модель службы каталогов, можно спрогнозировать временные затраты на ту или иную операцию каталога. Видно, что временные затраты сильно зависят от размера записи, количества записей в ветке поиска и параметров дисковой системы. Зная это, можно оптимизировать работу службы каталогов по выбранным временным критериям.

Предлагаемые способы оптимизации:

- изменение структуры хранения данных каталога ветвлением в ширину;
- уменьшение размера записи;
- выбор более производительной дисковой системы.

Различие теоретических и эмпирических значений обусловлено округлением вывода данных команды `time`.

## Литература

1. Glenn W., Simpson M. T. Designing a Microsoft Windows Server 2003 Active Directory and Network Infrastructure. — Microsoft Press, 2004. — 459 p.
2. Butcher M. Mastering OpenLDAP: Configuring, Securing, and Integrating Directory Services. — Packt Publishing Ltd, 2007. — 467 p.



3. Балберин В. В., Андреев А. В. Методика оптимизации работы службы каталогов // Информационно-управляющие системы. 2014. № 2. С. 40–43.
4. Андреев А. В. OpenLDAP как замена Active Directory // LinuxFormat. 2011. № 3. С. 40–43.
5. Howes T., Smith M., Good G. Understanding and Deploying LDAP Directory Services. — New Riders Publishing, 1998. — 880 p.
6. Yadava H. The Berkeley DB Book. — Apress, 2007. — 464 p.
7. OpenLDAP Software 2.4 Administrator's Guide. <http://www.openldap.org/doc/admin24/> (дата обращения: 21.01.2014).
8. How to convert MBps to IOPS or calculate IOPS from MB/s. <http://www.ssdforeaks.com/content/599/how-to-convert-mbps-to-iops-or-calculate-iops-from-mbs> (дата обращения: 05.02.2014).
9. IOps?. <http://www.yellow-bricks.com/2009/12/23/iops/> (дата обращения: 05.02.2014).
10. THE /proc FILESYSTEM. <https://www.kernel.org/doc/Documentation/filesystems/proc.txt> (дата обращения: 06.02.2014).

UDC 519.688

**Mathematical Model of a Directory Service**Andreyev A. V.<sup>a</sup>, System Administrator, Post-Graduate Student, aathexf@gmail.com<sup>a</sup>Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaya St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** The paper describes the problem of optimizing a directory service in high-load LANs. For example, when there is a need to access a LDAP-server using different services, the LDAP-server should handle thousands of records. The faster a directory server responds to a request, the faster this data will be processed by the next server. In a high-load LAN, the time characteristic of the directory service is an important parameter of the entire network. The goal of this paper is to build a mathematical model for simulating the behavior of a directory service. **Methods:** The source code of the directory service (OpenLDAP) was analyzed, alongside the structure of the directory data storage and the characteristics of the hardware systems. **Results:** The types of operations with the directory records were specified (read, write, delete). The directory working conditions were determined, for example, the number of directory entries, cache settings, parameters of the database structure and data storage. The directory time characteristic was defined as the total value of the time consumption of the disk system and the CPU. The temporal characteristic of each component was detailed. The mathematical model of the directory service was formulated. The results obtained theoretically and empirically were presented. **Practical relevance:** The model can be used to simulate the behavior of LAN directory service and query optimization.

**Keywords** — Directory Services, Databases, Mathematical Model, Time Response, Time.**References**

1. Glenn W., Simpson M. T. *Designing a Microsoft Windows Server 2003 Active Directory and Network Infrastructure*. Microsoft Press, 2004. 459 p.
2. Butcher M. *Mastering OpenLDAP: Configuring, Securing, and Integrating Directory Services*. Packt Publishing Ltd, 2007. 467 p.
3. Balberin V. V., Andreyev A. V. Methods of Optimizing the Directory Service. *Informatsionno-upravliayushchie sistemy*, 2014, no. 2, pp. 40–43 (In Russian).
4. Andreyev A. V. OpenLDAP as a replacement for Active Directory. *LinuxFormat*, 2011, vol. 142, no. 3, pp. 40–43 (In Russian).
5. Howes T., Smith M., Good G. *Understanding and Deploying LDAP Directory Services*. New Riders Publishing, 1998. 880 p.
6. Yadava H. *The Berkeley DB Book*. Apress, 2007. 464 p.
7. *OpenLDAP Software 2.4 Administrator's Guide*. Available at: <http://www.openldap.org/doc/admin24/> (accessed 21 January 2014).
8. *How to convert MBps to IOPS or calculate IOPS from MB/s*. Available at: <http://www.yellow-bricks.com/2009/12/23/iops/> (accessed 5 February 2014).
9. *IOps?*. Available at: <http://www.yellow-bricks.com/2009/12/23/iops/> (accessed 5 February 2014).
10. *THE /proc FILESYSTEM*. Available at: <https://www.kernel.org/doc/Documentation/filesystems/proc.txt> (accessed 6 February 2014).

УДК 681.3

## КМОП-РЕАЛИЗАЦИЯ ОБУЧАЕМОГО ПОРОГОВОГО ЛОГИЧЕСКОГО ЭЛЕМЕНТА

### Часть 2: Результаты моделирования и реализуемость

**В. Б. Мараховский<sup>а</sup>**, доктор техн. наук, профессор

<sup>а</sup>Санкт-Петербургский государственный политехнический университет, Санкт-Петербург, РФ

**Цель:** показать возможность реализации в КМОП-технологии, использующей современные проектные нормы, аналого-цифрового порогового логического элемента, обучаемого сложным пороговым логическим функциям, и определить границы реализуемости. **Методы:** SPICE-моделирование процессов обучения порогового элемента сложным пороговым функциям и процессов поддержания его элементов аналоговой памяти в обученном состоянии. **Результаты:** показано, что для экспериментов по обучению порогового элемента в наибольшей степени подходят пороговые функции, представимые в виде схемы Горнера, так как они при высокой сложности обладают наиболее короткими проверочными последовательностями. Пороговый элемент, изготовленный в КМОП-технологии 0,18 мкм, в пределе может быть обучен любой пороговой функцией с порогом, не превышающим 144. К таким функциям относятся все пороговые функции 11 переменных и множество функций большего числа переменных. **Практическая значимость:** существенно расширены функциональные возможности обучаемого порогового элемента, который может быть использован в системах логического распознавания образов, а также при создании нового поколения нейрочипов.

**Ключевые слова** — искусственный нейрон, синапс, обучаемый пороговый логический элемент, алгоритм обучения, шаг обучения, КМОП-технология, пороговая логическая функция.

#### Введение

В первой части статьи [1] приведен проект аналого-цифрового обучаемого логического порогового элемента ТТЕ для исполнения в КМОП-технологии 0,18 мкм. Элемент ТТЕ может быть обучен реализации сложных пороговых функций большого числа переменных. Он содержит множество синапсов с элементами аналоговой памяти в виде конденсаторов, на которых накапливаются веса двоичных входных переменных; высокочувствительный  $\beta$ -компаратор, сравнивающий проводимости двух своих частей из  $n$ - и  $p$ -канальных транзисторов; три выходных усилителя с разными порогами срабатывания, два из которых с выходами  $F_{high}$  и  $F_{low}$  используются в процессе обучения, а с выхода  $F_{mid}$  третьего усилителя снимается значение реализуемой функции.

Обучение такого ТТЕ осуществляется путем накопления напряжений на конденсаторах синапсов, соответствующих весам входных двоичных переменных обучающей пороговой функции. Предложена [1] также структурная схема обучения ТТЕ и поддержания его аналоговых элементов памяти в обученном состоянии (обновление требуемых значений напряжений на конденсаторах синапсов). Она содержит, кроме самого ТТЕ, генератор последовательностей наборов значений переменных обучающей функции и последовательности  $Y$  значений самой функции, соответствующих этим наборам; компаратор, сравнивающий значения  $F_{high}$  и  $F_{low}$  со значениями  $Y$  функции (при обучении) или со значениями  $F_{mid}$  (при обновлении) и вырабатывающий

сигналы *Incr* (инкремент) или *Decr* (декремент); переключатель режима обучения на режим обновления.

#### Выбор функций для обучения ТТЕ

В экспериментах с обучением ТТЕ существует актуальная проблема, связанная с выбором функций для обучения, так как от этого выбора в немалой степени зависит время моделирования. Длительность экспериментов очень важна, поскольку часто может измеряться часами и даже днями. К функциям, выбранным для обучения, естественно предъявить следующие требования:

- они должны иметь короткую последовательность наборов значений переменных, проверяющих все возможные переключения значений функций;
- они должны обладать широким диапазоном весов переменных (иметь по возможности большое значение суммы весов переменных);
- функции заданного числа переменных должны иметь высокое значение порога.

Проблема выбора функций для экспериментов была рассмотрена в работе [2]. Было показано, что пороговые функции, которые могут быть представлены в виде схемы Горнера, удовлетворяют этим требованиям. Для таких функций последовательность целочисленных значений весов переменных и порога, обладающая минимальным значением их суммы, образует последовательность чисел Фибоначчи, а длина проверяющей последовательности функции, зависящей от  $n$  переменных, равна  $n + 1$ .

Существует два вида пороговых функций, представимых в виде схемы Горнера:

$$H_1(n) = x_n(x_{n-1} \vee x_{n-2}(x_{n-3} \vee x_{n-4}(\dots)));$$

$$H_2(n) = x_n \vee x_{n-1}(x_{n-2} \vee x_{n-3}(x_{n-4} \vee \dots)).$$

Назовем их функциями Горнера первого и второго вида соответственно. Заметим, что если в функции второго вида инвертировать все переменные, то, используя правила де Моргана, нетрудно показать, что эта функция будет являться инверсией функции Горнера первого вида.

### Результаты SPICE-моделирования обучения ТТЕ

Ниже представлены результаты по обучению ТТЕ пороговой функции, зависящей от 10 переменных и представимой в виде схемы Горнера. Минимальные дизъюнктивные нормальные формы этой функции и ее инверсии имеют следующий вид:

$$Y_{10} = x_{10}(x_9 \vee x_8(x_7 \vee x_6(x_5 \vee x_4(x_3 \vee x_2x_1)))) =$$

$$= x_{10}x_9 \vee x_{10}x_8x_7 \vee x_{10}x_8x_6x_5 \vee$$

$$\vee x_{10}x_8x_6x_4x_3 \vee x_{10}x_8x_6x_4x_2x_1;$$

$$\bar{Y}_{10} = \bar{x}_{10} \vee \bar{x}_9(\bar{x}_8 \vee \bar{x}_7(\bar{x}_6 \vee \bar{x}_5(\bar{x}_4 \vee \bar{x}_3(\bar{x}_2 \vee \bar{x}_1)))) =$$

$$= \bar{x}_{10} \vee \bar{x}_9\bar{x}_8 \vee \bar{x}_9\bar{x}_7\bar{x}_6 \vee \bar{x}_9\bar{x}_7\bar{x}_5\bar{x}_4 \vee$$

$$\vee \bar{x}_9\bar{x}_7\bar{x}_5\bar{x}_3\bar{x}_2 \vee \bar{x}_9\bar{x}_7\bar{x}_5\bar{x}_3\bar{x}_1. \quad (1)$$

В работе [2] показано, что функция  $Y_{10}$ , представленная в форме МакКаллока — Питтса [см. (1) в работе [1]], имеет вид

$$Y_{10} = \text{sign}(x_1 + x_2 + 2x_3 + 3x_4 + 5x_5 + 8x_6 +$$

$$+ 13x_7 + 21x_8 + 34x_9 + 55x_{10} - 89), \quad (2)$$

в котором веса переменных и порог являются последовательностью чисел Фибоначчи. Таким образом, порог представляется одиннадцатым числом Фибоначчи. Именно по этой причине выбрано значение порога, равное 89 (см. рис. 8 в работе [1]).

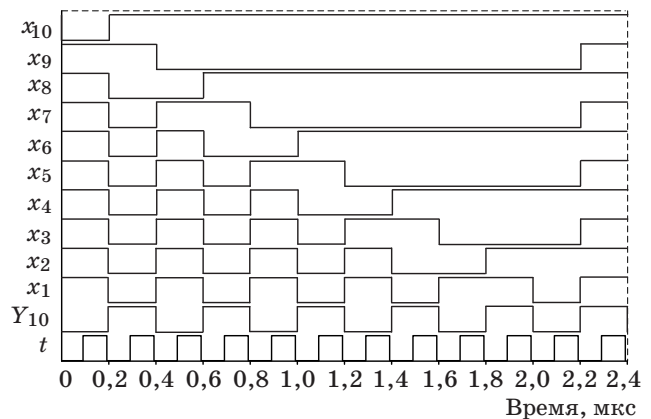
Проверочная последовательность для этой функции должна содержать не меньше 11 наборов значений переменных, которые определяются термами минимальной дизъюнктивной нормальной формы функций  $Y_{10}$  и  $\bar{Y}_{10}$  в (1). В проверочной последовательности значений функции различные значения чередуются. Для того чтобы сделать эту последовательность повторяемой, необходимо иметь в ней четное число значений, т. е. проверочная последовательность должна содержать четное число наборов значений переменных. С этой целью можно добавить любой набор, на котором функция принимает значение «лог.1». Известно, что любая пороговая функция являет-

ся звездой. Вершина звезды является наиболее удобным кандидатом для ее включения в проверочную последовательность, поскольку ее добавление должно ускорить время обучения. Таким образом, проверочная последовательность для функции (1) имеет вид

$x_{10}$	$x_9$	$x_8$	$x_7$	$x_6$	$x_5$	$x_4$	$x_3$	$x_2$	$x_1$	$Y_{10}$
	0	1	1	1	1	1	1	1	1	0
	1	1	0	0	0	0	0	0	0	1
	1	0	0	1	1	1	1	1	1	0
	1	0	1	1	0	0	0	0	0	1
	1	0	1	0	0	1	1	1	1	0
	1	0	1	0	1	1	0	0	0	1
	1	0	1	0	1	0	0	1	1	0
	1	0	1	0	1	0	1	0	0	1
	1	0	1	0	1	0	1	0	1	1
	1	0	1	0	1	0	1	0	1	0
	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

В соответствии с ней генератор входных сигналов вырабатывает обучающую последовательность наборов значений сигналов, которая представляет собой периодически повторяемую проверочную последовательность (рис. 1). Последний график этого рисунка представляет стробирующий сигнал  $t$ , который участвует в формировании сигналов *Incr* и *Decr*.

Каждый набор значений входных сигналов  $x_i$  и  $Y_{10}$  фиксируется в течение 200 нс. После установки набора через 100 нс вырабатывается стробирующий сигнал, длительность которого тоже равна 100 нс. Выбор такого большого интервала времени до появления сигнала стробирования объясняется тем, что перед стробированием должны завершиться все переходные процессы, вызванные установкой входного набора, и в районе рабочей точки эти процессы могут протекать очень медленно.



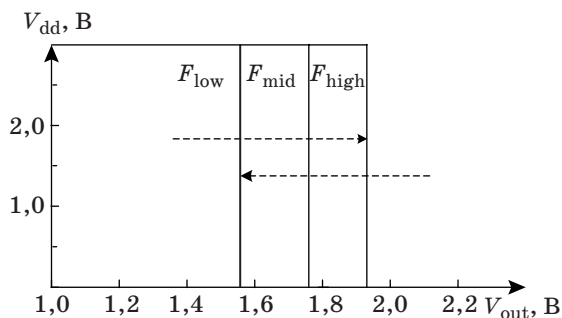
■ Рис. 1. Проверочная последовательность наборов значений сигналов

Большая длительность сигнала стробирования дает возможность при приближении к рабочей точке автоматически изменять в широких пределах величину шага обучения (вплоть до долей милливольт).

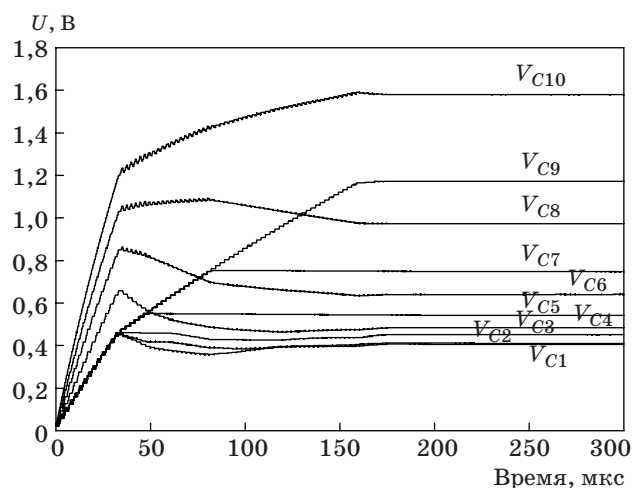
Перед обучением ТТЕ функции  $Y_{10}$  необходимо установить пороги срабатываний выходных усилителей. Вернемся к рис. 8 [1]. При 89 минимальных токах синапсов максимальный скачок напряжения  $\min\Delta V_{out} = 428$  мВ, и середина этого скачка находится на уровне 1,75 В. Именно на этот порог и должен быть настроен усилитель с выходом  $F_{mid}$ . Очевидно, что разность порогов срабатываний двух других усилителей не должна превышать 428 мВ, так как эта величина определяется параметрами  $p$ -канальной части  $\beta$ -компаратора и минимальным значением порога  $T_{min}$  логической функции:  $\max(\min\Delta V_{out}) = f(I_{max\ min} = I_{comp}/T_{min})$ , где  $I_{comp}$  — ток  $\beta$ -компаратора в пороговой зоне, а  $I_{max\ min}$  — максимальный ток синапса с наименьшим весом. Выберем эти пороги равными 1,95 и 1,55 В. Порог срабатывания усилителя устанавливается подбором ширины  $p$ -канального транзистора его первого каскада. Статические характеристики усилителей приведены на рис. 2.

При приближении слева выходного напряжения  $\beta$ -компаратора к рабочей области для обучения ТТЕ используется выходной сигнал  $F_{high}$  усилителя с высоким порогом срабатывания, а при приближении справа — выходной сигнал  $F_{low}$  усилителя с низким порогом срабатывания (указано стрелками на рис. 2). Это ведет к растягиванию минимального скачка  $\min\Delta V_{out}$  выходного напряжения  $\beta$ -компаратора и автоматическому позиционированию порога срабатывания усилителя с выходом  $F_{mid}$  в середину этого скачка.

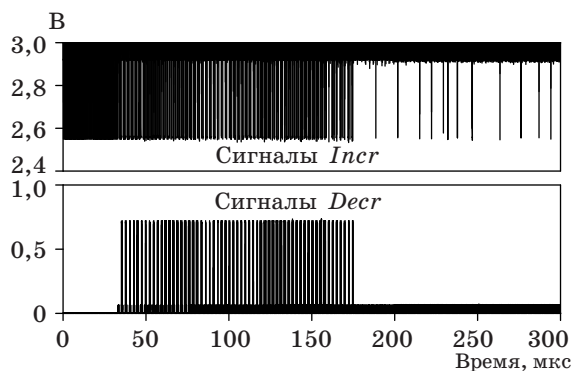
Процесс формирования напряжений на конденсаторах синапсов при обучении ТТЕ функции  $Y_{10}$  показан на рис. 3, а на рис. 4 представлены сигналы *Incr* и *Decr*, вырабатываемые при формировании этих напряжений и поддержании сформированных значений.



■ Рис. 2. Статические характеристики выходных усилителей ТТЕ



■ Рис. 3. Формирование напряжений на конденсаторах синапсов при обучении



■ Рис. 4. Генерация сигналов *Incr* и *Decr* в процессах обучения и обновления

На этих рисунках хорошо видна динамика обучения. До тех пор, пока  $\beta$ -компаратор ТТЕ находится вне рабочей области (приблизительно до 35 мкс), сигналы *Decr* не вырабатываются и конденсаторы синапсов заряжаются сигналами *Incr*. Несмотря на то, что их заряд осуществляется с разной скоростью, шаг изменения напряжения на конденсаторах один и тот же и равен максимальному шагу обучения  $\approx 20$  мВ при длительности сигнала *Incr*, равной 100 нс.

Затем появляются сигналы *Decr*, растягивающие в рабочей области минимальный скачок напряжения на выходе  $\beta$ -компаратора, при этом шаг обучения уменьшается за счет сокращения длительности сигналов *Incr* и *Decr*.

После достижения требуемой величины минимального скачка напряжения ( $\max(\min\Delta V_{out})$ ), определяемой разностью порогов срабатывания усилителей  $F_{high}$  и  $F_{low}$ , исчезают сигналы *Incr* и *Decr* (приблизительно через 175 мкс после начала обучения), что является признаком окончания

процесса обучения ТТЕ заданной пороговой функции. Заметим, что при этом порог срабатывания усилителя с выходом  $F_{mid}$  оказывается в центре этого скачка. При 200 мкс осуществляется переключение режима обучения ТТЕ на режим обновления, или поддержания, сформированных значений напряжения на конденсаторах синапсов. Коррекция этих напряжений осуществляется достаточно редкими сигналами *Incr* и *Decr*. Несмотря на то, что на рис. 4 сигналы *Decr* отсутствуют до конца эксперимента, они могут появиться при его продолжении.

Использование обученного ТТЕ для решения задач, для которых он обучался, допускается только путем временного прерывания режима обновления. Если этот режим не будет вовремя возобновлен, возможна потеря обученного состояния из-за утечек зарядов конденсаторов синапсов, что приведет к необходимости повторного обучения.

### Пределы реализуемости ТТЕ

Для определения функциональных возможностей ТТЕ было проведено множество экспериментов с использованием SPICE-моделирования по обучению ТТЕ пороговым функциям Горнера, зависящим от 7 до 11 переменных. В отличие от технологии 0,8 мкм, в которой возможно построение ТТЕ, реализующей функции 12 переменных, в технологии 0,18 мкм удалось построить ТТЕ, который может быть обучен функции Горнера 11 переменных. При этом пришлось уменьшить амплитуду тока сигналов *Incr* и *Decr* до 0,06 мкА, что привело к резкому увеличению времени обучения (до 810 мкс). При обучении ТТЕ функциям меньшего числа переменных амплитуда тока этих сигналов была равна 0,2 мкА. Минимальное значение порога для функции Горнера 11 переменных равно 144 (двенадцатое число Фибоначчи). Это означает, что  $\beta$ -компаратор ТТЕ должен чувствовать изменение его тока в рабочей области на 1/144. Обучить ТТЕ функции Горнера 12 переменных не удалось.

Использование в синапсах ТТЕ конденсаторов в качестве элементов аналоговой памяти имеет как положительные, так и отрицательные стороны. К положительным может быть отнесена простота реализации, а к отрицательным — неспособность конденсаторов длительное время сохранять заряд из-за утечек через паразитные сопротивления. По этой причине приходится организовывать процесс обновления состояний конденсаторов, который по своей сути аналогичен процессу обучения, за исключением того, что его можно кратковременно прерывать. Если процесс обучения делает ТТЕ нечувствительным к разбросу технологических параметров, то процесс обновления может отслеживать во времени

медленные изменения эксплуатационных параметров (например, питающего напряжения или температуры).

Возникает вопрос, можно ли обойтись без процесса обновления аналоговой памяти? Ответ на этот вопрос неоднозначен. По-видимому, можно, но для этого нужно использовать элементы долговременной аналоговой памяти, например память на подзатворных емкостях (EEPROM), однако при этом возникает множество других проблем, требующих своего решения. Тем не менее интересен вопрос об устойчивости обученного состояния ТТЕ к достаточно быстрым изменениям питающего напряжения, когда процесс обновления не может их отслеживать или когда он не нужен (в случае использования элементов аналоговой памяти без утечек).

Для ответа на этот вопрос была проведена следующая серия экспериментов. ТТЕ обучался функциям Горнера 7, 8, 9, 10 и 11 переменных и определялись напряжения на конденсаторах синапсов в обученном состоянии. Этим функциям соответствуют минимальные пороги, равные 21, 34, 55, 89 и 144. Перед обучением с помощью SPICE-моделирования определялась для каждой из функций величина минимального скачка напряжения  $\min\Delta V_{out}$  на выходе  $\beta$ -компаратора (типа рис. 8 [1]) и устанавливались соответствующие ей пороги срабатывания усилителей. После обучения конденсаторы заменялись источниками напряжения, на которых устанавливались с точностью до милливольт напряжения, снятые с конденсаторов. Затем в режиме обновления на входы ТТЕ подавалась обучающая последовательность наборов значений входных сигналов и определялась область допустимого изменения питающего напряжения, в которой на выходе  $F_{mid}$  генерировались правильные значения реализуемой функции.

Результаты экспериментов приведены в таблице. Во втором столбце указаны значения минимальных порогов соответствующих функций Горнера, в четвертом — допустимые изменения напряжения источника питания для случая, когда управляющие напряжения синапсов являются стабильными, т. е. в предположении, что напряжения на конденсаторах не изменяются.

#### ■ Результаты SPICE-моделирования

Тип функции	$T$	$\min\Delta V_{out}$	$\Delta V_{dd}, \%$
$F_{11}$	144	250 мВ	$\pm 0,12$
$F_{10}$	89	430 мВ	$\pm 0,24$
$F_9$	55	650 мВ	$\pm 0,31$
$F_8$	34	870 мВ	$\pm 0,51$
$F_7$	21	1 В	$\pm 0,64$

Из таблицы видно, что реализуемость ТТЕ определяется величиной скачка  $\min \Delta V_{\text{out}}$ . Чем больше скачок, тем меньшие требования предъявляются к источнику питания. Согласно этой таблице, ТТЕ, обучаемый функциям, зависящим от 11 переменных, находится около границы реализуемости из-за относительно малой величины  $\min \Delta V_{\text{out}}$ , принимая во внимание, что обучить ТТЕ функции Горнера 12 переменных не удалось.

В действительности напряжения на конденсаторах изменяются из-за паразитных токов утечки. Поэтому необходим режим обновления управляющих напряжений синапсов. Фактически в этом режиме продолжается процесс обучения, который в значительной степени паритует нестабильность эксплуатационных параметров, в том числе изменения напряжения источника питания. Так, эксперимент показывает, что при обучении ТТЕ функции Горнера 10 переменных и обновлении обученного состояния допустимо синусоидальное изменение напряжения источника питания на  $\pm 1,33\%$  с частотой 1кГц.

На основании проведенных экспериментов можно сделать вывод, что предложенный ТТЕ вполне работоспособен при обучении пороговым функциям с порогом около 100. При этом, конечно, предъявляются достаточно жесткие, но абсолютно реальные требования к стабильности напряжения источника питания. Впрочем, любая аналого-цифровая схема, например АЦП и ЦАП, предъявляют к источнику питания аналогичные требования.

### ТТЕ, обучаемый произвольным пороговым функциям

Очевидно, что ТТЕ может быть обучен реализации только пороговых логических функций. Согласно теории переключательных функций все пороговые функции являются монотонными. Минимальное представление монотонных функций совпадает с их сокращенной формой. Если сокращенная форма пороговой функции содержит только переменные без инверсий, она называется изотонной функцией (подкласс монотонных функций). ТТЕ с простейшими синапсами, каждый из которых содержит только один конденсатор в качестве элемента памяти, может быть обучен только изотонными пороговыми функциями.

С другой стороны, все представители NPN-классов всех пороговых функций некоторого числа переменных могут быть выбраны среди изотонных пороговых функций. (Напомним, что NPN-класс включает в себя все функции, полученные одна из другой путем инвертирования переменных, их перестановок и инвертирования функций.) Отсюда следует, что с помощью только инвертирования переменных для любой пороговой функции можно найти ее изотонного представителя.

Действительно, пусть  $Rt\left(\sum_{j=1}^n \omega_j x_j\right)$  — некоторая изотонная пороговая функция  $n$  переменных. Инвертируем некоторые из этих переменных  $x_i \in Y$ , а другие переменные  $x_j \in Z$ ,  $i \neq j$ ,  $Z \cup Y = X$  оставим без изменения. Тогда

$$\begin{aligned} F &= \text{sign} \left( \sum_{x_j \in Z} w_j x_j + \sum_{x_i \in Y} w_i \bar{x}_i - T \right) = \\ &= \text{sign} \left( \sum_{x_j \in Z} w_j x_j + \sum_{x_i \in Y} w_i (1 - x_i) - T \right) = \\ &= \text{sign} \left( \sum_{x_j \in Z} w_j x_j - \sum_{x_i \in Y} w_i \bar{x}_i - \left( T - \sum_{x_i \in Y} w_i \right) \right) = \\ &= Rt \left( \frac{\sum_{x_j \in Z} \omega_j x_j - \sum_{x_i \in Y} \omega_i x_i}{1 - \sum_{x_i \in Y} \omega_i} \right), \end{aligned}$$

где  $\omega_j = w_j/T$ . Из этого выражения видно, что использование отрицательных весов в представлениях пороговых функций в виде (1) и (2) из работы [1] сводится к инвертированию переменных (и наоборот). При этом веса переменных в  $Rt$ -формуле должны быть дополнительно нормализованы на величину  $1 - \sum_{x_i \in Y} \omega_i$ .

Отсюда следует, что для обучения ТТЕ произвольной логической функции достаточно инвертировать на входе те переменные, которые имеют отрицательные веса, и обучение вести с помощью проверочной последовательности изотонного представителя этой функции.

При использовании более сложных цепей синапса, например, с двумя элементами памяти для сохранения положительных и отрицательных весов, можно построить ТТЕ, обучаемый произвольным пороговым функциям заданного числа переменных [2], однако возникают сомнения в целесообразности проектирования таких ТТЕ из-за очень высокой сложности схемы синапса и увеличения в значительной степени времени обучения.

### Заключение

Рассмотренный в статье ТТЕ имеет много привлекательных свойств.

Его схема очень проста и может быть реализована в КМОП-технологии 0,18 мкм. По-видимому, далее уменьшать длину канала транзисторов нецелесообразно, поскольку это связано с уменьшением напряжения питания, ухудшением характеристик транзисторов и увеличением паразитных токов утечек, что приводит к значительному ухудшению характеристики  $\beta$ -компаратора ТТЕ и его способности к обучению.

Реализуемость ТТЕ определяется только величиной минимального порога обучающей функции и не зависит от суммы весов входов ее переменных и их числа. Как было показано, ТТЕ может быть обучен сложным пороговым функциям (любой пороговой функции до 11 переменных). В действительности он может быть обучен функциям с гораздо большим числом переменных, чем 11, т. е. всем функциям, порог которых не превосходит некоторой величины, на которую рассчитан его  $\beta$ -компаратор. Например, если максимальный порог равен 100, то ТТЕ с таким порогом может быть обучен функциям «И» на 100 входов, при этом гарантированно он может реализовать любую пороговую функцию 10 переменных.

Важным фактором реализуемости ТТЕ является то, что процесс обучения компенсирует разбросы всех технологических параметров элементов, из которых он построен, а процесс обновления зарядов конденсаторов синапсов в значительной степени компенсирует разбросы эксплуатационных параметров (питающего напряжения и температуры).

К недостаткам ТТЕ данного типа можно отнести жесткие требования к стабильности напряжения источника питания, а также необходимость обновления зарядов конденсаторов синапсов в обученном состоянии. Тем не менее хочется верить, что рассмотренный ТТЕ и процедура его обучения могут оказаться полезными во многих примени-

ях, в том числе в области аппаратной реализации искусственных нейронов и нейронных сетей.

На основе ТТЕ может быть построен искусственный нейрон, например, заменой бинарных входов аналоговыми переменными. Однако такой подход ведет к слишком сильным искажениям входных переменных из-за пороговых напряжений на затворах транзисторов и нелинейностей их характеристик.

Другим подходом к построению искусственно-го нейрона может быть использование АЦП для преобразования непрерывных входных сигналов в двоичные наборы, которые в свою очередь подаются на входы ТТЕ, причем наборы, соответствующие тормозящим входам, подаются на входы ТТЕ через инверторы. Допустимость такого подхода не вызывает сомнений, например, если АЦП преобразует аналоговый сигнал в 8-разрядный двоичный код, то 3 или 4 аналоговых входа потребуют 24 или 32 двоичных входа ТТЕ, что вполне возможно, так как вряд ли потребуются реализация сложных логических функций. Однако при таком подходе возникают проблемы, связанные с обучением нейрона. Абсолютно непонятно, как строить обучающие последовательности, так как покоординатное обучение в этом случае неприемлемо и есть опасность, что ТТЕ обучаться не будет. Вопрос же о реализации нейронных сетей вообще пока что не стоит.

## Литература

1. **Мараховский В. Б.** КМОП-реализация обучаемого порогового логического элемента. Часть 1: Проектирование и схема обучения // Информационно-управляющие системы. 2014. № 3. С. 47–56.

2. **Varshavsky V., Marakhovsky V., Saito H.** CMOS Implementation of an Artificial Neuron Training on Logical Threshold Functions// WSEAS Transaction on Circuits and Systems. Apr. 2009. Iss. 4. Vol. 8. P. 370–391.

UDC 681.3

### CMOS Implementation of a Trained Threshold Logical Element. Part II. Simulation Results and Implementability

Marakhovsky V. B.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, vbmarak@gmail.com

<sup>a</sup>Saint-Petersburg State Polytechnical University, 29, Polytechnicheskaya St., 195251, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** Showing the possibility of modern CMOS implementation of an analog-digital logical threshold element which can be trained to complex logical threshold functions, and finding the limits of its implementability. **Methods:** SPICE simulation of training the threshold element to complex threshold logical functions and of supporting its analog memory elements in the trained state. **Results:** It is shown that for threshold element training experiments, the most suitable threshold functions are those which can be represented like Horner scheme, as with their high complexity they have the shortest checking sequences. A threshold element manufactured in CMOS 0.18 micron technology can be trained to an arbitrary threshold function with a threshold not exceeding 144. All threshold logical functions of 11 variables satisfy this restriction, and many functions of a larger number of variables. **Practical relevance:** The designed trained threshold element has considerably extended functional possibilities. It can be used in logical pattern recognition systems and in new generations of neurochips.

**Keywords** — Artificial Neuron, Synapse, Trained Threshold Logical Element, Training Algorithm, Step of Trainee, CMOS Technology, Threshold Logical Function.

## References

1. **Marakhovsky V. B.** CMOS Implementation of the Trainee's Threshold Logical Element. Part 1. Design and Training Diagram. *Informatsionno-upravlyaiushchie sistemy*, 2014, no. 3, pp. 47–56 (In Russian).

2. **Varshavsky V., Marakhovsky V., Saito H.** CMOS Implementation of an Artificial Neuron Training on Logical Threshold Functions. *WSEAS Transaction on Circuits and Systems*, April 2009, issue 4, vol. 8, pp. 370–391.

УДК 004.383.8.032.26; 004.855.5

# РЕАЛИЗАЦИЯ ОСЦИЛЛЯТОРНОЙ ХАОТИЧЕСКОЙ НЕЙРОННОЙ СЕТИ С ПРИМЕНЕНИЕМ ТЕХНОЛОГИИ NVIDIA CUDA ДЛЯ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ КЛАСТЕРИЗАЦИИ

Е. Н. Бендерская<sup>а</sup>, канд. техн. наук, доцент

А. А. Толстов<sup>а</sup>, аспирант

<sup>а</sup>Санкт-Петербургский политехнический университет, Санкт-Петербург, РФ

**Постановка проблемы:** возрастающая актуальность решения задач в области искусственного интеллекта, а именно задач кластеризации, приводит к необходимости разработки производительной аппаратной реализации осцилляторных нейронных сетей, являющихся одним из перспективных методов в области кластерного анализа. Целью работы является упрощение процесса применения осцилляторных хаотических нейронных сетей за счет их аппаратной реализации, для чего требуется разработка набора подходов, алгоритмов и структурных решений. **Методы:** анализ особенностей осцилляторных нейронных сетей, определение основных этапов в решении задачи кластеризации на основе осцилляторных нейронных сетей, анализ альтернативных вариантов организации вычислительного процесса. **Результаты:** разработаны алгоритмы вычисления выходных значений нейронов с различными паттернами доступа к памяти в зависимости от размера сети и доступной мощности GPU. Анализ результатов тестирования показал, что методы X- и Y-потоков целесообразно использовать для сетей размером, не превышающим половину числа максимально возможных одновременно выполняющихся потоков для видеокарты, чтобы обеспечить выигрыш во времени выполнения вычислений. Предложены варианты распределения памяти для хранения матрицы синхронизаций с учетом размера сети на основе буферизации, а также варианты анализа результатов синхронизации между нейронами на основе неориентированных графов и системы непересекающихся множеств. На основе предложенных решений разработана эффективная реализация сети с использованием архитектуры CUDA, учитывающая особенности сети. **Практическая значимость:** результаты исследований и алгоритмические решения могут быть использованы при разработке аппаратных средств реализации осцилляторной хаотической нейронной сети. Они позволяют получить аппаратное решение, адекватное особенностям функционирования и применения хаотической нейронной сети в задачах кластеризации.

**Ключевые слова** — аппаратная реализация, графические процессоры, нейрокомпьютер, кластеризация, осцилляторная хаотическая нейронная сеть.

## Введение

Задача кластеризации является универсальной, так как используется при решении практических задач для многих предметных областей. Одним из перспективных средств ее решения, не использующих априорные знания о числе кластеров, является осцилляторная хаотическая нейронная сеть (ОХНС). Модель сети была разработана группой итальянских ученых под руководством Л. Ангелини [1] в 2000 г. Можно выделить следующие основные характеристики ОХНС:

- 1) сеть является однослойной, рекуррентной и полностью связной;
- 2) элементами сети являются нейроны с передаточной функцией «логистическое отображение»;
- 3) сеть обладает свойством неаттракторности — результат работы скрыт в динамике выходов нейронов;
- 4) для извлечения результата работы сети требуется анализ изменения выходов нейронов во времени: нейроны, демонстрирующие похожие колебания, относятся к одному кластеру.

Вследствие ресурсоемкости вычислений при решении задачи кластеризации как при исполь-

зовании классических методов, так и при помощи ОХНС необходимо предложить эффективную аппаратную реализацию ОХНС. Однако здесь существует ряд трудностей.

1. Нейронная сеть имеет большую вычислительную сложность из-за значительного объема выполняемых операций. Вычисление выходов происходит в течение  $T$  итераций, после которых производится анализ значений выходов нейронов на всех  $T$  итерациях. Вследствие полностью связности сети алгоритмическая сложность вычислений пропорциональна числу нейронов в квадрате, что влечет за собой значительные временные затраты на моделирование работы сетей большого размера.

2. Для хранения значений выходов нейронов требуется большой объем памяти. При увеличении числа нейронов до десятков и сотен тысяч хранение даже матрицы весовых коэффициентов представляет сложность для современных ПК.

В статье рассматриваются основные принципы работы ОХНС, алгоритмы ее функционирования, проблемы, возникающие при организации вычислительного процесса для реализации ОХНС, и методы ускорения работы при аппаратной реализации с применением технологии CUDA.



## Особенности технологии NVIDIA CUDA и постановка задачи

Технологии вычислений общего назначения на графических процессорах (GPGPU) широко распространены в наши дни, позволяя при помощи высокопроизводительных видеокарт эффективно решать поддающиеся распараллеливанию вычислительные задачи.

Унифицированная архитектура вычислительного устройства (*Compute Unified Device Architecture* — CUDA) — технология GPGPU, предложенная для программирования на видеокартах, производимых компанией NVidia. Графические вычислительные устройства (GPU), произведенные NVidia, являются наиболее распространенными и широко применяющимися среди аналогичных устройств в сфере GPGPU.

Устройства с поддержкой CUDA обладают следующими особенностями.

1. Наличие большого числа одновременно выполняющихся потоков (threads). Такие потоки не являются производительными, но их число доходит до десятков тысяч. Следовательно, оптимальный режим использования ресурсов видеокарты достигается в случае одновременной работы максимального числа потоков.

2. Видеокарта разделена на мультипроцессоры. Потоки, запускаемые внутри одного мультипроцессора, используют принадлежащие ему ресурсы: L1-кэш, разделяемую (shared) память, регистры.

3. Потоки физически одновременно исполняются варпами (warp) по 32 потока на варп. Несколько варпов объединяются в блок (block), получая доступ к общей для блока разделяемой памяти, характеризующейся высокой скоростью работы в сравнении с глобальной памятью видеокарты.

Типичными задачами, эффективно решаемыми с применением CUDA, являются всевозможные фильтры обработки изображений, задачи линейной алгебры, параллельные алгоритмы сортировки, алгоритмы быстрого преобразования Фурье и моделирования молекулярной динамики.

Ввиду вычислительных сложностей появляется естественное требование параллелизма при реализации ОХНС, как и для всех нейронных сетей. Структура ОХНС и алгоритмы анализа результатов являются адекватными для параллельного исполнения [2, 3], что при правильном подходе может обеспечить значительное ускорение вычислительного процесса.

Нейронные сети, близкие ОХНС по структуре, например сеть Хопфилда, также дружественны параллельному исполнению с применением CUDA [3, 4]. Причина этому — независимость

вычисления выходов нейронов одного слоя сети. Несмотря на то, что большая часть проблем как программной, так и аппаратной реализации ОХНС схожа с теми же проблемами для других осцилляторных нейронных сетей, например, как для нейронной сети Хопфилда, тем не менее для ОХНС каждая из проблем имеет свои особенности ввиду отличительных черт и самой ОХНС [2]. Так, число итераций по вычислению выходов нейронов из-за хаотического аттрактора значительно больше, чем для осцилляторных нейронных сетей с аттракторами типа точка или замкнутый цикл, поэтому означенная во введении первая трудность аппаратной реализации имеет совсем другие временные характеристики — значительно большие. Специфика применения ОХНС для решения задач кластеризации также предъявляет большие требования и к объему памяти для хранения выходов, помимо матрицы весовых коэффициентов, вследствие необходимости последующей постобработки выходной динамики сети. Алгоритм реализации ОХНС также включает в себя и анализ выходов нейронов во времени, который является задачей параллельного исполнения, что будет показано далее.

В качестве решения части этих проблем предлагается использовать современные графические ускорители производства компании NVidia, поддерживающие технологию CUDA. Для того чтобы предложить эффективную реализацию ОХНС на выбранной аппаратной платформе, необходимо проанализировать различные варианты организации вычислительного процесса, учитывающие особенности алгоритмов функционирования ОХНС и различных стадий работы ОХНС, а также возможности, предоставляемые рассматриваемой аппаратной базой.

В данной работе будет использована ориентация на оптимизацию для архитектуры NVidia Fermi и выше [5], более старые версии не рассматриваются.

## Обобщенный алгоритм реализации ОХНС

Алгоритм работы ОХНС состоит из нескольких стадий. В качестве входных данных выступает множество подлежащих кластеризации точек, в простейшем случае двумерных. Создается полносвязная однослойная нейронная сеть, состоящая из  $N$  нейронов, каждый из которых соответствует одной из точек исходного множества. Весовые коэффициенты сети определяются по формуле [1]

$$J_{ij} = \exp\left(-[r_i - r_j]^2 / 2a^2\right), \quad (1)$$

где  $[r_i - r_j]$  — евклидово расстояние между нейронами;  $a$  — масштабирующая константа. Уравнение

выходов сети во времени определяется соотношением

$$x_i(t+1) = \frac{1}{C_i} \sum_{j=1}^N J_{ij} f(x_j(t)), \quad (2)$$

где передаточная функция нейрона  $f$  и нормирующий коэффициент  $C_i$  определяются соотношениями

$$f(x) = 1 - 2x^2; \quad (3)$$

$$C_i = \sum_{j=1}^N J_{ij}. \quad (4)$$

На основе топологической информации о входных данных, получаемой в результате выполнения триангуляции Делоне, формируются весовые коэффициенты обратных связей между нейронами по формуле (1). Происходит инициализация нейронов начальными значениями в виде случайных чисел в диапазоне от  $-1$  до  $1$ . Затем наступает фаза вычисления очередных значений нейронной сети на протяжении  $T$  итераций работы согласно формуле (2). Выходы каждой итерации должны быть обработаны и учтены алгоритмом поиска синхронизации между нейронами.

Общий алгоритм реализации ОХНС изображен на рис. 1.

Представление данных ОХНС:

1. Матрица весовых коэффициентов размера  $N \times N$ , состоящая из вещественных чисел в диапазоне от  $0$  до  $1$ . Заполняется единожды и используется на протяжении вычисления выходов нейронной сети.

2. Вектор размера  $N$ , хранящий значения выходов нейронов предыдущей итерации — вещественные числа в диапазоне  $[-1 \ 1]$ .

3. Вектор размера  $N$ , в который будут записаны текущие значения выходов нейронов — вещественные числа в диапазоне  $[-1 \ 1]$ . После очередной итерации содержимое текущего вектора переходит в вектор из п. 2, а текущий вектор вычисляется заново.

4. Матрица синхронизации размера  $N \times N$ , хранящая неотрицательные целочисленные значения. Значение в строке  $i$  и столбце  $j$  обозначает количество итераций, в которых значения нейронов  $i$  и  $j$  были синхронизированы согласно используемому типу синхронизации. Заполняется в течение работы алгоритма.

Занесение входных данных в разработанный программный продукт происходит путем чтения файла в формате, совместимом с файлами базы FCPS [6].

Следующим этапом является построение триангуляции Делоне входного набора для получения масштабирующей константы [7, 8]. Триангуляция может быть построена при помощи алгоритма Форчуна, реализованного в рам-

ках исследовательской задачи, либо алгоритма quickhull, поставляемого в составе библиотеки qhull. Оба эти алгоритма имеют вычислительную сложность  $O(N \log N)$ , однако алгоритм quickhull является более универсальным, так как позволяет проводить вычисления для многомерных данных, тогда как алгоритм Форчуна ограничен двумерными данными. Оба алгоритма являются последовательными и выполняются на CPU.

После получения триангуляции происходит процесс вычисления масштабирующей константы — для каждого нейрона рассматриваются его соседи по триангуляции и усредняется расстояние до них. Среднее среди расстояний всех нейронов будет являться масштабирующей константой.

Затем по формуле (1) устанавливаются весовые коэффициенты  $J_{ij}$  с учетом расстояния между нейронами  $i, j$  и масштабирующей константой.



■ Рис. 1. Обобщенная схема алгоритма работы ОХНС

Для хранения весовых коэффициентов достаточно 32-битного вещественного числа с плавающей точкой (одинарная точность). Матрица весовых коэффициентов будет использоваться при вычислениях на GPU, поэтому ее необходимо скопировать в память GPU. Заметим, что количество весовых коэффициентов равняется  $N^2$ . В целях оптимизации объема используемой памяти хранить коэффициенты не обязательно — их можно пересчитывать в процессе вычисления. Смысл такой оптимизации может возникнуть в случае работы с большими нейронными сетями (от 20 000 нейронов), когда матрица занимает гигабайты данных (отметим, что объем памяти современных графических ускорителей ограничен 3–12 ГБ).

Особенность структуры ОХНС такова, что вся информация о входных данных выражается в числе нейронов и весовых коэффициентах между ними, т. е. на вход нейронов не подается какой-то особый сигнал. Однако входы нейронов должны быть инициализированы случайными значениями в диапазоне от  $-1$  до  $1$ . Генерацию таких значений ввиду их небольшого объема и простоты операции удобно провести традиционными средствами на CPU, а массив полученных значений скопировать в память GPU.

Итак, можно выделить две основные составляющие вычислительного процесса для ОХНС — вычисление выходных значений нейронов и определение синхронных нейронов и затем на их основе определение сформировавшихся в процессе самоорганизации кластеров. Рассмотрим варианты реализации каждой из составляющих.

### Алгоритмы вычисления значений на выходах нейронов

Реализованная для исполнения на GPU процедура подсчета выходов вызывается на каждой итерации, принимая на вход значения выходов предыдущей итерации.

Операция вычисления значений нейронов есть результат умножения вектора предыдущих значений на матрицу весовых коэффициентов и умножение полученного значения на коэффициент нормирования [см. формулу (2)]. В случае ОХНС матрица весовых коэффициентов является квадратной и симметричной. Данные свойства можно использовать для повышения эффективности работы алгоритма.

Ключевыми компонентами реализации такой процедуры являются эффективное обращение к памяти, в которой хранятся весовые коэффициенты; максимально возможное повторное использование памяти, хранимой вектором предыдущих значений, и применение механизма shared-памяти для разделения работы внутри блоков [9].

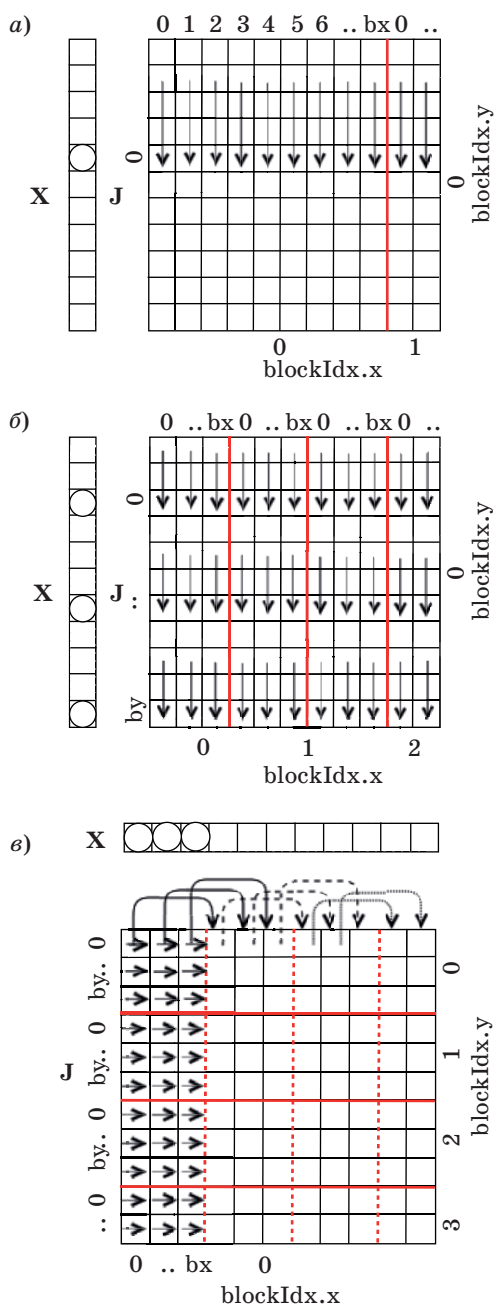
В рамках задачи вычисления значений нейронов было разработано несколько решений, рассмотрим наиболее эффективные.

1. Поток на нейрон (thread-per-neuron). Использование буфера из shared-памяти для вектора. Один поток отвечает за выход одного нейрона и двигается по столбцу матрицы вниз в течение своей работы. Потоки группируются для считывания значений матрицы и читают один и тот же элемент вектора. Недостаток подхода: неэффективно используется ресурс GPU на производительных видеокартах и в случае нейронных сетей малого размера. Плюс подхода: отсутствие лишних операций, низкий overhead, высокая производительность в случае соответствия размера матрицы объему вычислительных мощностей.

2. Несколько Y-потоков на нейрон с максимальной утилизацией GPU и атомарными операциями по shared-памяти. Решает проблему «простаивания» GPU. Являет собой аналог метода thread-per-neuron, но отличается тем, что за один выход нейрона отвечают несколько потоков из разных варпов,двигающихся с определенной дистанцией по столбцу матрицы вниз. После завершения работы каждого из потоков они суммируют свои значения при помощи атомарного сложения на разделяемой памяти, а затем главный поток записывает значение в глобальную память.

3. Несколько X-потоков на нейрон внутри блока. Отличие от метода с Y-потоками заключается в том, что один нейрон просчитывает потоки из одной строки, идущие последовательно (такие группы потоков могут быть варпами либо полуварпами). В одном блоке располагается несколько групп таких потоков. Дополнительно используется буфер из shared-памяти для чтения данных из вектора значений предыдущей итерации. Атомарные сложения в данном методе не выполняются из-за высоких накладных расходов, обусловленных тем, что внутри варпа их проведение неэффективно из-за конфликтов банков shared-памяти. Вместо этого применяется суммирование значений в цикле за логарифмическое число операций [5].

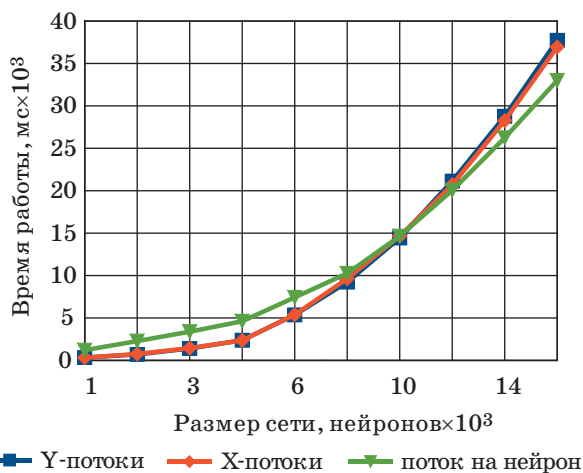
Графические схемы алгоритмов, демонстрирующие паттерн доступа к памяти, представлены на рис. 2, а–в, где потоки исполнения (threads) показаны стрелками. Стрелки указывают на элемент памяти матрицы  $J$ , считываемый в текущий момент времени, и показывают направление перехода к следующему элементу. Круги в ячейках вектора  $X$  показывают, что значения соответствующих ячеек считываются в текущий момент. Линии, выделенные полужирным, разграничивают зоны работы блоков, полужирным пунктирным отделяют текущий регион обработки блоком. Пунктирные стрелки (см. рис. 2, в) подсказывают переход потоков к следующим ячейкам в матрице.



■ **Рис. 2.** Схемы паттернов доступа к памяти для алгоритмов вычисления значений нейронов: *а* — поток на нейрон; *б* — Y-поток; *в* — X-поток

С целью сравнить методы было проведено тестирование для сетей, соответствующих случайно сгенерированным входным множествам. Координаты  $x$  и  $y$  точек множества лежат в диапазоне  $[-100..100]$ . В силу того, что конкретные значения в исходных данных для каждой отдельной задачи не влияют на количество выполняемых операций, необходимости накапливать статистическую информацию по серии запусков одной и той же задачи нет. Даже задание начальных условий случайным образом не влияет на конечный результат работы сети в силу образования уникальных динамик, соответствующих каждому из кластеров [7]. Результаты тестирования приведены в табл. 1.

Проведенное тестирование методов позволяет сделать вывод о применимости каждого из методов в зависимости от размера нейронных сетей и доступной мощности GPU. Поскольку имеется два параметра — число одновременно запускаемых потоков на видеокарте и размер нейросети, то предпочтительно использовать метод X- или Y-потоков для сетей размером, не превышающим половину числа максимально возможных одновременно выполняющихся потоков для видеокарты. Как можно оценить по данным на рис. 3,



■ **Рис. 3.** Зависимость скорости вычисления значений нейронов от выбранного метода

■ **Таблица 1.** Время работы алгоритма вычисления выходов нейронов в зависимости от метода и размера сети на GPU NVidia GeForce GTX580

Метод	Время работы 5000 итераций для сети из указанного числа нейронов, мс						
	1000	2000	3000	4000	8000	12 000	16 000
Y-потоки	342	700	1408	2372	9229	21 127	37 722
X-потоки	322	755	1454	2354	9631	20 692	36 937
Поток на нейрон	1201	2273	3381	4611	10 254	20 036	33 003

методы X- и Y-потоков являются адекватно применимыми и для больших сетей, проигрывая не более 10 % методу «поток на нейрон». Тенденция характерна также и для других GPU — лишь положение точки пересечения кривых скорости работы будет зависеть от вычислительной мощности: чем больше потоков можно запустить одновременно, тем при большем размере сети будет наблюдаться паритет между алгоритмами.

### Правила определения синхронизации между нейронами и организация вычислительного процесса для анализа результатов

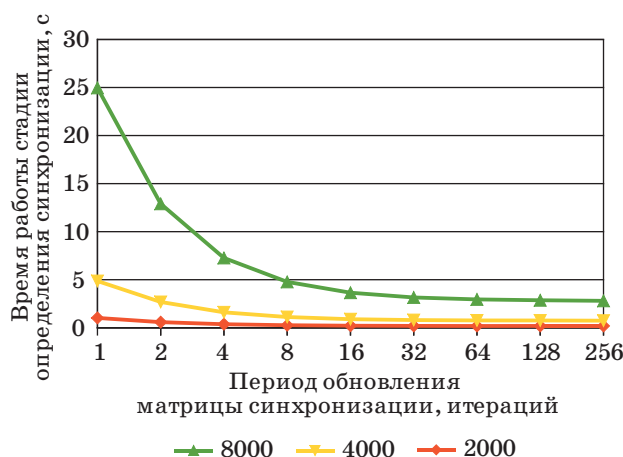
Когда вычисление новых значений нейронов завершено, проводится промежуточный этап анализа — учитывается число совпадений значений нейронов согласно фрагментарной синхронизации с определенным значением невязки  $\epsilon$  либо выполняется фазовая синхронизация, определяющая, увеличилось ли значение нейрона на текущей итерации по сравнению с предыдущей. Результаты промежуточного анализа аккумулируются в целочисленной матрице синхронизаций размером  $N \times N$ . Фаза анализа выполняется за квадратичное время.

Решение выполнять фазу анализа после каждой итерации выглядит логично с точки зрения минимизации затрат памяти. Но в данном случае имеется трудность для реализаций, чувствительных к записи в память. Потенциально на каждом этапе может изменяться порядка  $N^2$  ячеек глобальной памяти CUDA.

В качестве оптимизирующего решения обновление матрицы синхронизаций следует производить один раз за несколько итераций, снижая частоту записи в глобальную память (число операций сравнения остается прежним). Следовательно, необходимо хранить дополнительный буфер из предыдущих значений нейронов; размер такого буфера кратен числу итераций, по которым выполняется одновременный анализ синхронизации.

Для определения размера буфера, близкого к оптимальному, были протестированы нейронные сети размером 2000, 4000 и 8000 нейронов, сгенерированные на основе случайных исходных множеств. Для каждой нейронной сети выполнялись 1000 итераций ее полной обработки и измерялось суммарное время работы процедуры, ответственной за подсчет синхронизаций. Для теста использовалось GPU NVidia CUDA GTX580.

Из графиков, представленных на рис. 4, становится очевидной зависимость времени работы от периода между записями. С увеличением периода сначала происходит резкий рост скорости, но потом достигается насыщение, связанное с установлением баланса времени, затраченного



■ Рис. 4. Зависимость времени работы стадии определения синхронизации от периода обновления матрицы синхронизаций

на операции сравнения и операции записи в глобальную память.

Основываясь на данных экспериментов, можно воспользоваться константой 64 в качестве стандартного параметра для размера буфера выходов ОХНС. С ростом числа нейронов в сети характер зависимости остается практически неизменным.

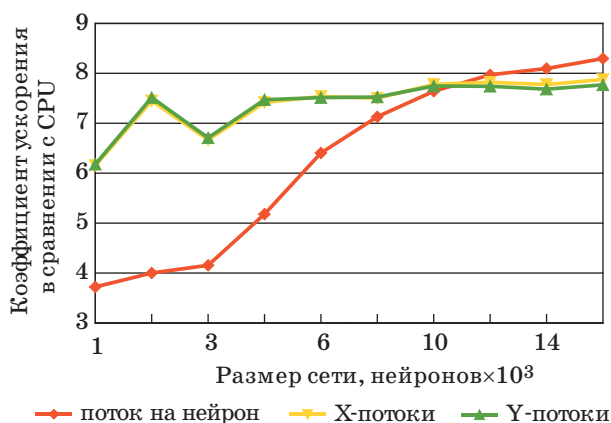
После выполнения всех  $T$  итераций аккумулированные значения синхронизации копируются в оперативную память, и за этим копированием следует последняя фаза вычислений — в зависимости от заданного порогового коэффициента два нейрона либо могут быть признаны синхронизированными, либо нет. Такая информация вычисляется для каждой пары нейронов, и на ее основе строится неориентированный граф, вершинами которого являются нейроны. Ребро единичного веса соединяет два нейрона, если они признаны синхронизированными. Компоненты связности полученного графа есть кластеры, на которые разбивается входное множество. Получение компонент связности при обходе графа в ширину либо в глубину может иметь вычислительную сложность  $O(N + M)$ , где  $M$  — число пар синхронизированных нейронов. Второй вариант получения компонент связности — использование структуры данных «система непересекающихся множеств»; в этом случае сложность алгоритма составит  $O(N^2 + N \log N)$ . Результат данной стадии есть результат работы нейронной сети.

### Результаты тестирования эффективности реализации ОХНС на CUDA

Для тестирования эффективности был использован тестовый стенд с характеристиками: процессор Intel Core i7 920 @2.67 ГГц, оперативная

■ Таблица 2. Время работы высокопроизводительных алгоритмов в зависимости от размера ОХНС

Алгоритм	Время работы в зависимости от числа нейронов, с					
	1000	2000	4000	10 000	14 000	16 000
CPU	1,6	2,6	7,8	47,6	92,7	121,2
Поток на нейрон	0,43	0,65	1,51	6,23	11,45	14,61
X-потoki	0,26	0,35	1,05	6,12	11,92	15,39
Y-потoki	0,26	0,35	1,04	6,15	12,07	15,61



■ Рис. 5. Ускорение реализации ОХНС на CUDA по сравнению с CPU (8 потоков исполнения)

память объемом 12 ГБ, видеокарта NVidia GeForce GTX 580 с объемом памяти 3 ГБ, ОС Windows 7 Professional. Проводилось сравнение трех вышеописанных алгоритмов вычислений, реализованных на CUDA, с высокопроизводительной реализацией для центрального процессора, использующей многопоточность (процессор поддерживает 8 потоков исполнения) и автоматическую векторизацию. Используемые компиляторы: CUDA Toolkit 5.0, Microsoft Visual C++ 2008 для CUDA-реализации и Intel Composer XE 2013 для CPU. Тестирование проводилось для нейросетей размером от 1000 до 16 000 нейронов, сгенерированных на основе случайных данных.

Результаты тестирования демонстрируют эффективность применения CUDA для работы ОХНС на сетях от 1000 элементов. Сравнение показывает преимущество реализованной на CUDA модели в 6–8 раз. Сравнительное время работы алгоритмов для подмножества размеров сетей, отображенных на рис. 5, представлено в табл. 2.

### Литература

1. Angelini L. et al. Clustering Data by Inhomogeneous Chaotic Map Lattices // Physical Review Letters. 2000. N 85. P. 78–102. doi:1103/PhysRevLett.85.554

Для теста использовались GPU NVidia CUDA GTX580 и Intel Core i7 920. Замеры проводились на 1000 итерациях работы.

### Заключение

Реализация ОХНС на CUDA, выполненная в рамках исследования аппаратной поддержки осцилляторных хаотических сетей, подтверждает эффективность использования GPU для ускорения вычислений и позволяет более быстро обрабатывать ОХНС по сравнению с традиционным способом запуска на CPU. Эффективность предложенного способа организации вычислительного процесса подтверждена экспериментальным сравнением времени работы сети на CUDA с эффективной CPU-реализацией. Путем модификации алгоритмов вычисления нейросети удалось получить как выигрыш во времени обработки сети, так и экономию объемов занимаемой памяти, предложив эффективную реализацию с использованием технологии NVidia CUDA. Были достигнуты показатели ускорения обработки в 68 раз для устройств одного поколения по сравнению с оптимизированной реализацией для центрального процессора. Исходный код выполненной разработки находится в свободном доступе в сети Интернет по адресу <http://github.com/alex-tolstov/OCNN/>.

Дальнейшее совершенствование алгоритмов ОХНС может быть выполнено из соображений качественного уменьшения времени работы за счет включения в весовые коэффициенты сети новой метрики, извлекаемой из входных данных, что должно позволить получить более простые типы синхронизации нейронов, для идентификации которых требовалось бы меньше итераций. Другое направление деятельности — аппаратная реализация хаотических структур в реакционно-диффузионных средах.

2. Бендерская Е. Н., Толстов А. А. Тенденции развития средств аппаратной поддержки нейровычислений // Научно-технические ведомости СПбГПУ. Информатика. Телекоммуникации. Управление. 2013. № 3(174). С. 9–18.

3. Бендерская Е. Н. Проблемы и перспективы параллельных вычислений на базе нелинейных динамических элементов // Суперкомпьютеры. 2013. № 1(13). С. 40–43.
4. Liang L. Parallel Implementation of Hopfield Neural Networks on GPU. Oct. 2011. <http://dumas.ccsd.cnrs.fr/dumas-00636458> (дата обращения: 20.01.2014).
5. NVidia C Best Practices Guide. Design Guide. DG-05603-001\_v5.5. July 2013. [http://docs.nvidia.com/cuda/pdf/CUDA\\_C\\_Best\\_Practices\\_Guide.pdf](http://docs.nvidia.com/cuda/pdf/CUDA_C_Best_Practices_Guide.pdf) (дата обращения: 05.04.2014).
6. Ultsch A. Clustering with SOM: U\*C // Proc. Workshop on Self-Organizing Maps, Paris, France, 2005. P. 75–82.
7. Бендерская Е. Н., Жукова С. В. Осцилляторные нейронные сети с хаотической динамикой в зада-

чах кластерного анализа // Нейрокомпьютеры: разработка, применение. 2011. № 7. С. 74–86.

- Benderskaya E. N., Zhukova S. V. Nonlinear Approaches to Automatic Elicitation of Distributed Oscillatory Clusters in Adaptive Self-Organized System // Distributed Computing and Artificial Intelligence (DCAI — 2012): 9th Intern. Conf., Salamanca (Spain), Mar. 28–30, 2012, Advances in Intelligent and Soft Computing (AISC). Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2012. Vol. 151. P. 733–741. doi:10.1007/978-3-642-28765-7\_88
8. Sørensen H. H. B. High-Performance Matrix-Vector Multiplication on the GPU // Proc. of Euro-Par 2011 Workshops. Part I: Lecture Notes in Computer Science (LNCS). Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2012. Vol. 7155. P. 377–386. doi:10.1007/978-3-642-29737-3\_42

UDC 004.383.8.032.26; 004.855.5

#### Hardware Implementation of a Chaotic Oscillatory Neural Network by NVidia CUDA Technology

Benderskaya E. N.<sup>a</sup>, PhD, Associate Professor, helen.bend@gmail.com

Tolstov A. A.<sup>a</sup>, Post-Graduate Student, gm.alex@gmail.com

<sup>a</sup>Saint-Petersburg State Polytechnical University, 21, Politechnicheskaya St., 194021, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** The paper deals with the problem of hardware implementation of chaotic oscillatory neural networks used for clusterization tasks. The goal of this paper is to simplify the process of using oscillatory chaotic neural networks in practical applications through a number of approaches, algorithms and structural solutions for their hardware implementation. **Methods:** Analyzing features of oscillatory neural networks, defining the basic stages in the clusterization task on the basis of oscillatory neural networks, analyzing alternative variants of the computing process organization. **Results:** Algorithmic solutions for hardware implementation of chaotic oscillatory neural networks were developed and discussed. Algorithms for finding the output values of neurons with different patterns of memory access and with different network size were developed. The results of the tests showed that the methods of X-flow and Y-flow streams should be used in networks of a size not exceeding half the maximum possible number of concurrent videocard streams, as this approach provides the shortest computation time. For the storage of the synchronization matrix, some variants of memory allocation were proposed, taking into account the network size on basis of buffering. Several ways were discussed to analyze the results of inter-neuron synchronization results, on basis of undirected graphs and systems of disjoint sets. An effective network implementation was developed, based on CUDA, taking into account the features of the network. **Practical relevance:** The research results and algorithmic solutions can be used in developing oscillatory chaotic neural network hardware, adequate for the features of chaotic neural network functioning, usage and application for problems of clustering.

**Keywords** — Hardware Implementation, Graphics Processors, Neurocomputer, Clustering, Oscillatory Chaotic Neural Network.

#### References

1. Angelini L., Carlo F., Marangi C., Pellicoro M., Nardullia M., Stramaglia S. Clustering Data by Inhomogeneous Chaotic Map Lattices. *Physical Review Letters*, 2000, no. 85, pp. 78–102. doi:1103/PhysRevLett.85.554
2. Benderskaya E. N., Tolstov A. A. Trends of Hardware Implementation of Neural Networks. *Nauchno-tehnicheskie vedomosti SPbGPU. Informatika. Telekommunikatsii. Upravlenie*, 2013, no. 3(174), pp. 9–18 (In Russian).
3. Benderskaya E. N. Perspective and Problems of Parallel Computing Based on Non-Linear Dynamic Elements. *Superkomp'yutery*, 2013, no. 1(13), pp. 40–43 (In Russian).
4. Liang L. *Parallel Implementation of Hopfield Neural Networks on GPU*. October 2011. Available at: <http://dumas.ccsd.cnrs.fr/dumas-00636458> (accessed 20 January 2014).
5. *NVidia C Best Practices Guide. Design Guide. DG-05603-001\_v5.5*. July 2013. Available at: [http://docs.nvidia.com/cuda/pdf/CUDA\\_C\\_Best\\_Practices\\_Guide.pdf](http://docs.nvidia.com/cuda/pdf/CUDA_C_Best_Practices_Guide.pdf) (accessed 05 April 2014).
6. Ultsch A. Clustering with SOM: U\*C. *Proc. Workshop on Self-Organizing Maps*. Paris, France, 2005, pp. 75–82.
7. Benderskaya E. N., Zhukova S. V. Oscillatory Neural Networks with Chaotic Dynamics for Cluster Analysis Problems. *Nejrokom'jutery: razrabotka, primeneniye*, 2011, no. 7, pp. 74–86 (In Russian).
8. Benderskaya E. N., Zhukova S. V. Nonlinear Approaches to Automatic Elicitation of Distributed Oscillatory Clusters in Adaptive Self-Organized System. *Distributed Computing and Artificial Intelligence (DCAI — 2012). 9th Intern. Conf., Salamanca (Spain), 2012, Advances in Intelligent and Soft Computing (AISC)*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2012, vol. 151, pp. 733–741. doi:10.1007/978-3-642-28765-7\_88
9. Sørensen H. H. B. High-Performance Matrix-Vector Multiplication on the GPU. *Proc. of Euro-Par 2011 Workshops. Part I: Lecture Notes in Computer Science (LNCS)*. Springer-Verlag Berlin Heidelberg, 2012, vol. 7155, pp. 377–386. doi:10.1007/978-3-642-29737-3\_42

УДК 621.391

# РАСЧЕТ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ ДВУМЕРНОГО КОДИРОВАНИЯ В ЧАСТОТНО-ВРЕМЕННОМ КАНАЛЕ

**Е. А. Крук<sup>а, б</sup>**, доктор техн. наук, профессор

**В. Б. Прохорова<sup>б</sup>**, заместитель директора

<sup>а</sup>Институт информационных систем и защиты информации Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

<sup>б</sup>Институт информационных технологий в образовании Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, Санкт-Петербург, РФ

**Постановка проблемы:** для борьбы с искажениями, возникающими в канале связи, необходимо описывать ошибки, типичные для данного канала, что требует задания модели канала, позволяющей производить расчет вероятностей в ней. Простейшие классические модели каналов связи оказываются неадекватными при описании современных систем передачи информации. Требуется рассматривать более сложные модели, что влечет за собой и задачу выполнения расчетов в данных моделях. **Результаты:** рассмотрен двумерный частотно-временной канал связи, для которого вычисляются переходные вероятности в канале с конечным числом состояний, позволяющие применить методику расчета вероятности ошибочного декодирования в одномерном (частотном или временном) канале к оценке вероятности ошибки в двумерном канале. Расчеты по полученным выражениям во многих практических случаях могут потребовать чрезмерных вычислительных ресурсов, поэтому предлагается методика упрощения вычислений через последовательное сокращение числа рассматриваемых состояний с учетом допустимой погрешности вычислений. **Практическая значимость:** полученные результаты позволяют выбирать вычислительно приемлемую модель канала, для которой можно получить удовлетворительные оценки вероятности ошибочного декодирования.

**Ключевые слова** — частотно-временной канал связи; коды, исправляющие ошибки; вероятность ошибочного декодирования.

## Введение

Задача построения модели для реальных каналов связи вызывает неизменный исследовательский интерес [1–3] и далека от своего решения. Для описания дискретных каналов с памятью, как правило, используют модели с конечным числом состояний [4–6]. Расчеты вероятности ошибочного декодирования в таких каналах связаны со значительными вычислительными затратами. В работе [7] был изложен подход к вычислению вероятности ошибки в каналах с конечным числом состояний.

В настоящей работе тот же подход применяется к расчетам для типичного векторного канала с конечным числом состояний, так называемого частотно-временного (ЧВ) канала [8–11].

## Вычисление вероятности ошибочного декодирования в ЧВ-канале. Точные формулы

Рассмотрим частотно-временной  $(n_\omega \times n_t)$ -канал, т. е. канал, словами которого являются  $(n_\omega \times n_t)$ -матрицы  $\mathbf{X} = \|x_{ij}\|_{n_\omega \times n_t}$ . Каждой строке  $\mathbf{x}_i$  такой матрицы поставим в соответствие элемент  $z_i$  из поля  $GF(2^{n_t})$ . Тогда матрице  $\mathbf{X}$  будет соответствовать последовательность  $z_1, \dots, z_{n_\omega}$ , а выходной последовательности  $(n_\omega \times n_t)$  ЧВ-канала  $\dots, \mathbf{X}^{-j}, \mathbf{X}^{-j+1}, \dots, \mathbf{X}^0, \mathbf{X}^1, \dots, \mathbf{X}^j, \dots$  —  $2^{n_t}$ -ичная последовательность

$$\dots, z_1^{-j}, \dots, z_{n_\omega}^{-j}, \dots, z_1^0, \dots, z_{n_\omega}^0, \dots, z_1^j, \dots, z_{n_\omega}^j, \dots \quad (1)$$

Канал  $\mathbf{Z}$  с выходной последовательностью  $\dots, z_{jn_\omega}, \dots, z_{(j+1)n_\omega}, \dots$ , полученной из  $(n_\omega \times n_t)$  ЧВ-канала указанным выше способом, мы будем называть расширенным ЧВ-каналом.

Предположим, что дискретное отображение частотных подканалов ЧВ-канала есть канал Гильберта [2, 5] и поставим в соответствие каждому частотному подканалу последовательность состояний гильбертова канала. Тогда каждой строке  $\mathbf{x}_i^j$  матрицы  $\mathbf{X}^j$  и, следовательно, каждому символу расширенного канала  $z_i^j$  будет соответствовать  $n_t$ -последовательность состояний  $\mathbf{c}_i^j = (c_{i_1}(j), \dots, c_{i_{n_t}}(j))$ ,  $c_{i_k}(j) \in \{G, B\}$ , где  $G$  — хорошее, а  $B$  — плохое состояния канала Гильберта. Поскольку вероятность появления хотя бы одной единицы в строке определяется числом элементов  $B$  в последовательности  $\mathbf{c}_i^j$ , то канал  $\mathbf{Z}$  является каналом с  $n_t+1$  состояниями, причем  $i$ -е состояние канала  $\mathbf{Z}$  в момент появления символа  $z$  означает наличие в соответствующем  $z$  векторе с ровно  $i$  элементов, равных  $B$ . Однако канал  $\mathbf{Z}$  не является стационарным, так как его переходные вероятности  $P(C_{i_2} | C_{i_1})$  зависят от номера элемента  $z$  на выходе канала. Действительно, если  $c_{i_1}(j)$  соответствует некоторому элементу  $z_j$ , то  $P(C_{i_2}(j+1) | C_{i_1}(j)) = P(C_{i_2}(n_\omega + 1) | C_{i_1}(n_\omega))$  при условии, что  $j \neq n_\omega$ .

Будем называть составной двоичный симметричный канал [2] периодически стационарным с периодом  $n_\omega$ , если переходные вероятности этого канала

$$P(C_{i_2}(j_1 + 1) | C_{i_1}(j_1)) = P(C_{i_2}(j_2 + 1) | C_{i_1}(j_2))$$



для всех  $j_1, j_2$  таких, что либо  $j_1, j_2 \not\equiv 0 \pmod{n_\omega}$ , либо  $j_1, j_2 \equiv 0 \pmod{n_\omega}$ . Под периодическими  $P_\Pi(m, n_\omega)$ -характеристиками периодически стационарного с периодом  $n_\omega$  канала  $Z$  мы будем понимать вероятности  $m$  ошибок на отрезках выходной последовательности канала длины  $n_\omega$ , начинающихся с элементов с номерами  $1, \dots, n_\omega + 1, 2n_\omega + 1, \dots$ .

В дальнейшем нас будут интересовать только периодические характеристики канала  $Z$ , вычисляемые по матрице переходных вероятностей канала  $Z$

$$P(Z) = \left\| P(C_{i_2} | C_{i_1}) \right\|_{(n_t+1) \times (n_t+1)},$$

$$P(C_{i_2} | C_{i_1}) = P(C_{i_2}(2) | C_{i_1}(1)), i_1, i_2 = \overline{1, n_t + 1}$$

и вектору вероятностей ошибок в состоянии канала  $Z$

$$\pi(Z) = \|\pi_i\|_{1 \times (n_t+1)}.$$

Пусть есть  $n_\omega$ -последовательность с состояний канала Гильберта и число плохих состояний в ней равно  $i_1$ . Тогда вероятность того, что ровно  $j$  из  $i$  плохих состояний перейдут снова в плохие состояния, равна

$$\binom{i_1}{j} P_{\omega\text{BB}}^j (1 - P_{\omega\text{BB}})^{i_1 - j}, \quad (2)$$

где  $P_{\omega\text{BB}}$  — вероятность перехода из В в В для дискретного отображения частотного подканала ЧВ-канала. Аналогично вероятность того, что ровно  $i_1 - j$  состояний из  $n - i_1$  хорошего состояния перейдут в плохое, равна

$$\binom{n - i_1}{i_2 - j} P_{\omega\text{GB}}^{i_2 - j} (1 - P_{\omega\text{GB}})^{n - i_1 - i_2 + j}, \quad (3)$$

где  $P_{\omega\text{GB}}$  — вероятность перехода из G в В для частотного подканала.

Умножая (2) на (3) и суммируя по  $j \leq \min\{i_1, i_2\}$ , мы получаем вероятность перехода расширенного канала из состояния  $C_{i_1}$  в  $C_{i_2}$ :

$$P(C_{i_2} | C_{i_1}) = \sum_{j=0}^{\min\{i_1, i_2\}} \binom{i_1}{j} \binom{n - i_1}{i_2 - j} \times$$

$$\times P_{\omega\text{BB}}^{i_2 - j} (1 - P_{\omega\text{BB}})^{i_1 - j} P_{\omega\text{GB}}^{i_2 - j} (1 - P_{\omega\text{GB}})^{n - i_1 - i_2 + j}. \quad (4)$$

Вероятность  $\pi_i$  — вероятность хотя бы одной ошибки в  $n_t$  последовательности при условии, что этой последовательности соответствует вектор  $C$  с  $i$  плохими состояниями:

$$\pi_i = 1 - \left(\frac{1}{2}\right)^{i-1}. \quad (5)$$

Отметим, что рассмотрение дискретного отображения временных подканалов, имеющего

большее число состояний, чем гильбертов канал, приводит лишь к увеличению числа состояний при рассмотрении расширенного ЧВ-канала. Приведенные нами формулы для вычисления переходных вероятностей позволяют проводить дальнейшие расчеты вероятности ошибки в ЧВ-канале по методике работы [7]. Однако вычисления по формуле (4) часто являются весьма трудоемкими. В дальнейшем в статье дается подход к приближенному вычислению требуемых характеристик.

### Вычисление вероятности ошибочного декодирования в ЧВ-канале. Приближенные формулы

Сложность вычислений по формулам (2)–(4) для случая, когда в расширенном канале идентифицируется  $L$  состояний:

$$N(L) = kn_\omega^L,$$

где  $k$  — некоторая константа. Поэтому расчет по этим формулам величины  $P_{\text{ош}}$  имеет сложность  $N(n_t+1)$  и в большинстве практически важных случаев неосуществим. Заметим, однако, что последовательность величин  $\pi_i$  (5) быстро сходится к единице. Это позволяет различать в расширенном канале только  $L_0 \ll n_t + 1$  состояний, причем  $L_0$  выбирается таким образом, чтобы связанная с этим потеря в точности вычисления  $P_{\text{ош}}$  не превышала допустимой величины. Модель расширенного канала с  $j$  состояниями обозначим через  $\mu_j$ , вероятность ошибки, соответствующую этой модели, — через  $P_{\text{ош}}(\mu_j)$ , а сложность расчетов по этой модели — через  $\chi(j)$ . Тогда для величин  $P_{\text{ош}}(\mu_j)$  и  $\chi(j)$  имеют место следующие упорядоченности:

$$P_{\text{ош}} = P_{\text{ош}}(\mu_{n_t+1}) < P_{\text{ош}}(\mu_{n_t}) < \dots < P_{\text{ош}}(\mu_1);$$

$$\chi(n_t + 1) < \chi(n_t) < \dots < \chi(1).$$

Существование конечного предела последовательности  $P_{\text{ош}}(\mu_j)$  позволяет подбирать модель, обеспечивающую требуемую точность вычисления вероятности ошибки при минимальной сложности вычислений. С этой целью для моделей  $\mu_2, \mu_3, \dots$  вычисляются величины  $P_{\text{ош}}(\mu_j)$  до тех пор, пока разность  $P_{\text{ош}}(\mu_{j_0+1}) - P_{\text{ош}}(\mu_{j_0})$  не станет меньше некоторого  $\varepsilon$  ( $\varepsilon$  выбирается меньше допустимой величины  $P_{\text{ош}}$ ). Модель  $\mu_{j_0}$  может считаться искомой.

Параметры модели  $\mu_{j_0}$  вычисляются по параметрам модели  $\mu_{n_t+1}$  следующим образом.

Пусть параметры модели  $\mu_{n_t+1}$ :

— матрица переходных вероятностей

$$P = \left\| P(C_{j_2} | C_{i_1}) \right\|_{(n_t+1) \times (n_t+1)};$$

— вектор вероятностей ошибки в состояниях

$$\pi = \|\pi_j\|_{1 \times (n_t+1)};$$

— безусловные вероятности состояний

$$P(C_1), \dots, P(C_{n_t+1}).$$

Введем обозначения для параметров модели  $\mu_j$ :

— матрица переходных вероятностей

$$P_i = \|\|P_i(C_{j_2} | C_{j_1})\|_{i \times i};$$

— вектор вероятностей ошибки в состояниях

$$\pi_i = \|\pi_{ij}\|_{1 \times i};$$

— безусловные вероятности состояний

$$P_i(C_1), \dots, P_i(C_i).$$

Тогда величины  $P_i$ ,  $\pi_i$ ,  $P_i(C_j)$  могут быть определены по формулам

$$P_i(C_{j_2} | C_{j_1}) = P(C_{j_2} | C_{j_1}) \text{ для } j_1, j_2 \in \{1, \dots, i-1\};$$

$$P_i(C_i | C_{j_1}) = \sum_{j=i}^{n_t+1} P(C_j | C_{j_1}) \text{ для } j_1 = \overline{1, i-1};$$

$$P_i(C_{j_2} | C_i) = \sum_{j=i}^{n_t+1} P(C_{j_2} | C_j) \text{ для } j_2 = \overline{1, i-1};$$

$$P_i(C_i | C_i) = 1 - \sum_{j=1}^{i-1} P_i(C_j | C_i);$$

$$\begin{cases} \pi_{ij} = \pi_j & \text{для } j \leq i-1; \\ \pi_{ij} = 1 & \end{cases}$$

$$P_i(C_j) = P(C_j) \text{ для } j = \overline{1, i-1};$$

$$P_i(C_i) = \sum_{j=i}^{n_t+1} P(C_j).$$

В заключение приведем нижнюю оценку вероятности ошибочного декодирования в ЧВ-канале. В качестве нижней оценки вероятности  $P_{\text{ош}}$  мы будем использовать вероятность ошибочного декодирования в модели составного канала Гильберта, представляющей собой систему  $n_\omega$  независимых каналов, каждый из которых является каналом Гильберта. Вероятность  $m$ -кратной ошибки на длине  $n_\omega$  в расширенном ЧВ-канале

$$P(m, n_\omega) = \binom{n_\omega}{m} P_0^m (1 - P_0)^{n_\omega - m},$$

где  $P_0 = \frac{1}{2} P(B)$ ,  $P(B)$  — вероятность плохого состояния в канале Гильберта — дискретном отображении временных подканалов ЧВ-канала. Для оценки величины  $P_0$  может быть также использована оценка

$$P_0 < \frac{1}{2h^2 + 2},$$

где  $h^2$  — среднее отношение сигнал/шум в канале.

Таким образом, выбирая вычислительно приемлемую модель расширенного канала и используя формулы (2)–(4), можно получить удовлетворительные оценки вероятности ошибочного декодирования.

### Заключение

В статье предложена схема построения модели для дискретных каналов с памятью и описана методика оценки вероятности ошибочного декодирования на основе выбранной модели. Полученная методика позволяет с умеренной вычислительной сложностью выбирать метод кодирования для каналов с памятью.

### Литература

1. Blaunstein N., Andersen J. B. Multipath Phenomena in Cellular Networks. — Boston: Artech House, 2002. — 296 p.
2. Krouk E., Ovchinnikov A., Poikonen J. Channel Models and Reliable Communication // Modulation and Coding Techniques in Wireless Communications; E. Krouk, S. Semenov eds. — John Wiley and Sons, 2011. P. 1–20.
3. Krouk E. A., Ovchinnikov A. A. Metrics for Distributed Systems // Proc. of XIV Intern. Symp. on Problems of Redundancy in Information and Control Systems, Saint-Petersburg, June 1–5, 2014. Saint-Petersburg, 2014. P. 66–70.
4. Коржик В. И., Финк Л. М. Помехоустойчивое кодирование дискретных сообщений в каналах со случайной структурой. — М.: Связь, 1975. — 280 с.
5. Крук Е. А. Комбинаторное декодирование линейных блочных кодов. — СПб.: ГУАП, 2007. — 238 с.
6. Прохорова В. Б. Методы повышения надежности передачи информации в распределенных энергетических сетях. — СПб.: ГУАП, 2013. — 70 с.
7. Крук Е. А., Прохорова В. Б. Расчет вероятностных характеристик для дискретных каналов с памятью // Информационно-управляющие системы. 2007. № 5(30). С. 56–58.
8. Крук Е. А. Класс оптимальных кодов для параллельных каналов // Проблемы избыточности в информационных системах: тр. VII симп., Ленинград, 12–17 июня 1977 г. Л., 1977. Ч. 2. С. 91–94.

9. Крук Е. А., Овчинников А. А. Многоантенная передача данных в беспроводных сетях. — СПб.: ГУАП, 2013. — 84 с.
10. Сидоренко В. Р. Класс кодов для исправления ошибок решетчатой конфигурации // Проблемы передачи информации. 1976. Т. 12. Вып. 3. С. 3–13.

11. Ovchinnikov A., Semenov S. MIMO // Modulation and Coding Techniques in Wireless Communications; E. Krouk, S. Semenov eds. — John Wiley and Sons, 2011. P. 301–350.

UDC 621.391

### Evaluation of Error-Correction Capability for Two-Dimensional Coding in a Time-Frequency Channel

Krouk E. A.<sup>a, b</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, ekrouk@vu.spb.ru

Prokhorova V. B.<sup>b</sup>, Deputy Head, vb@mobivita.ru

<sup>a</sup>Institute of Information Systems and Information Security of Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaja St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

<sup>b</sup>Institute of Information Technologies in Education of Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaja St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** To contend with communication channel impairments, the errors typical for a given channel should be specified. This requires a definition of the channel model which would allow to estimate probabilities within it. The simplest classical channel models are inadequate for the description of modern information transmission systems. We have to consider more complex models; this leads to the problem of computations in these models. **Results:** In this paper, a the two-dimensional (time-frequency) communication channel is discussed. We evaluate the transition probabilities of the channel with finite number of states, allowing to apply the technique of decoding error probability evaluation in a one-dimensional (time or frequency) channel to the estimation of error probability in the two-dimensional channel. In many practical cases, the obtained evaluations may require excessive computational resources, so a simplifying technique is proposed for the computations, based on the reduction of the number of states, taking into account the acceptable inaccuracy of the computations. **Practical relevance:** The obtained results help in choosing a computationally acceptable channel model, for which the satisfactory bounds on erroneous decoding probability can be evaluated.

**Keywords** — Time-Frequency Communication Channel, Error-Correcting Codes, Decoding Error Probability.

### References

1. Blaunstein N., Andersen J. B. *Multipath Phenomena in Cellular Networks*. Boston, Artech House, 2002. 296 p.
2. Krouk E., Ovchinnikov A., Poikonen J. Channel Models and Reliable Communication. In: *Modulation and Coding Techniques in Wireless Communications*. Semenov S., Krouk E., eds. John Wiley and Sons, 2011, pp. 1–20.
3. Krouk E. A., Ovchinnikov A. A. Metrics for Distributed Systems. *Proc. of XIV Intern. Symp. on Problems of Redundancy in Information and Control Systems*, Saint-Petersburg, 2014, pp. 66–70.
4. Korzhik V. I., Fink L. M. *Pomekhoustoichivoe kodirovanie diskretnykh soobshchenii v kanalakh so sluchainoi strukturoi* [Error-Correcting Coding of Discrete Messages in Channels with Random Structure]. Moscow: Svyaz Publ., 1975. 280 p. (In Russian).
5. Krouk E. A. *Kombinatornoe dekodirovanie lineinykh blokovykh kodov* [Combinatorial Decoding of Linear Block Codes]. Saint-Petersburg, GUAP Publ., 2007. 238 p. (In Russian).
6. Prokhorova V. B. *Metody povysheniia nadezhnosti peredachi informatsii v raspredeleennykh energeticheskikh setiakh* [Methods of Information Transmission Reliability Increasing in Distributed Power Networks]. Saint-Petersburg, GUAP Publ., 2013. 70 p. (In Russian).
7. Krouk E. A., Prokhorova V. B. Computation of Probability Characteristics for Discrete Channels with Memory. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2007, no. 5, pp. 56–58 (In Russian).
8. Krouk E. A. The Class of Optimal Codes for Parallel Channels. *Trudy VII Simpoziuma po problemam izbytochnosti v informatsionnykh sistemakh* [Proc. VII Symp. on Problems of Redundancy in Information Systems]. Leningrad, 1977, vol. 2, pp. 91–94 (In Russian).
9. Krouk E. A., Ovchinnikov A. A. *Mnogoantennaia peredacha dannykh v besprovodnykh setiakh* [Multi-Antenna Data Transmission in Wireless Networks]. Saint-Petersburg, GUAP Publ., 2013. 84 p. (In Russian).
10. Sidorenko V. R. Class of Correcting Codes for Errors with a Lattice Configuration. *Problemy peredachi informatsii*, 1976, vol. 12, no. 3, pp. 3–13.
11. Ovchinnikov A., Semenov S. MIMO. In: *Modulation and Coding Techniques in Wireless Communications*. Semenov S., Krouk E., eds. John Wiley and Sons, 2011, pp. 301–350.

УДК 681.3

## КОММУТАТИВНЫЕ ШИФРЫ НА ОСНОВЕ ТРУДНОСТИ ОДНОВРЕМЕННОГО РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ФАКТОРИЗАЦИИ И ДИСКРЕТНОГО ЛОГАРИФИМИРОВАНИЯ

**А. А. Молдовян<sup>а</sup>**, доктор техн. наук, начальник научно-исследовательского отдела проблем информационной безопасности, профессор

**А. Н. Березин<sup>б</sup>**, аспирант

**А. В. Рыжков<sup>б</sup>**, аспирант

<sup>а</sup>Санкт-Петербургский институт информатики и автоматизации РАН, Санкт-Петербург, РФ

<sup>б</sup>Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ», Санкт-Петербург, РФ

**Постановка проблемы:** известны построения криптосхем с открытым ключом, при которых их взлом требует одновременного решения двух независимых вычислительно трудных задач, за счет чего обеспечивается повышение уровня их безопасности, однако аналогичные построения для алгоритмов коммутативного шифрования не известны. Практическая значимость задачи повышения безопасности используемых криптографических механизмов защиты информации обуславливает актуальность проблемы уменьшения вероятности взлома алгоритмов коммутативного шифрования за счет появления прорывных результатов в области решения вычислительно трудных задач. Целью работы является разработка алгоритмов коммутативного шифрования, взлом которых требует одновременного решения двух независимых вычислительно трудных задач. **Методы:** расщепление шифруемых сообщений и использование разовых ключей шифрования. **Результаты:** впервые предложен метод расщепления сообщений для расширения класса вычислительно трудных задач, которые могут быть положены в основу коммутативных шифров, разработан алгоритм коммутативного шифрования, основанный на трудности задачи факторизации, а также алгоритм коммутативного шифрования, стойкость которого основана на вычислительной трудности одновременного решения задач факторизации и задачи дискретного логарифмирования в конечном поле. Сформулированы необходимые требования к выбору параметров для предложенных алгоритмов. **Практическая значимость:** существенное повышение уровня безопасности процедуры коммутативного шифрования.

**Ключевые слова** — компьютерная безопасность, криптография, коммутативное шифрование, задача факторизации, задача дискретного логарифмирования.

### Введение

Коммутативное шифрование применяется для решения ряда специфических задач, таких как электронная жеребьевка, протоколы бесключевого шифрования и игра в покер по телефону [1]. Самым известным представителем алгоритмов коммутативного шифрования (АКШ) является алгоритм Полига — Хеллмана [2]. Для повышения производительности процедур коммутативного шифрования в работе [3] была предложена его реализация над конечным расширенным полем, заданным в явной векторной форме. Это достигается благодаря сравнительно низкой сложности операции умножения и возможности эффективно распараллеливания в полях указанного типа.

Относительно безопасности криптосхем ранее [4] было предложено рассматривать понятие безопасности как характеристику, учитывающую стойкость  $W$  криптографических механизмов и вероятность  $P$  появления в обозримом будущем эффективных способов их взлома, основанных на прорывных достижениях в области решения вычислительно трудных задач. Таким образом, отношение  $W/P$  вводится как некоторый интегральный параметр безопасности. Снижение указанной вероятности может быть достигнуто разработкой криптосхем, взлом которых требует одно-

временного решения двух независимых трудных задач. В подобных криптосхемах вероятность взлома равна произведению малых вероятностей появления прорывного решения каждой из указанных двух задач, благодаря чему вероятность взлома криптосхем заметно снижается, что означает существенное повышение их безопасности.

В данной статье предлагается механизм расщепления сообщений, позволяющий снять ограничения на шифруемые сообщения при использовании вычислительной трудности задачи факторизации (ЗФ), и АКШ, основанный на трудности одновременного решения ЗФ и задачи дискретного логарифмирования (ЗДЛ), обеспечивающий более высокий уровень безопасности.

### Особенности использования задачи факторизации в коммутативных шифрах

Механизм коммутативного шифрования работает следующим образом. Для всех сообщений, значения которых выражаются числами  $a^i \bmod n$ , где  $i = 1, 2, \dots, \gamma$ , используя известное значение  $\gamma$ , каждый пользователь генерирует случайное значение  $e < \gamma$  и вычисляет  $d = e^{-1} \bmod \gamma$ . Пара значений  $e$  и  $d$  составляет ключ зашифрования и расшифрования соответственно. Отметим, что в от-

личие от схем шифрования с открытым ключом, значения обоих ключей держатся в секрете. При этом шифрование обладает свойством коммутативности, что позволяет зашифровывать и расшифровывать сообщение на различных ключах в различном порядке.

В случае построения АКШ с использованием вычислений по трудно разложимому модулю  $n$ , представляющему собой произведение двух больших сильных простых чисел  $r$  и  $q$  ( $n = rq$ ) [5], вычисления по различным модулям не обладают свойством коммутативности. Следовательно, значение составного модуля не может быть секретным, как в схеме Полига — Хеллмана [2], и должно быть общесистемным параметром, т. е. должно быть известно всем пользователям, поскольку предполагается, что если стойкость алгоритма основывается на ЗФ, то значение  $n$  должно вырабатываться некоторым доверительным центром, который уничтожит сгенерированные им сильные простые числа  $r$  и  $q$  после вычисления значения модуля. Из-за этого для пользователей становится вычислительно невыполнимым нахождение функции Эйлера  $\varphi(n) = (r - 1)(q - 1)$  от модуля, что является необходимым условием для генерации пары значений  $e$  и  $d$  таких, что  $ed = 1 \pmod{\varphi(n)}$ . Наличие такой пары значений позволяет построить АКШ. Однако знание значения  $\varphi(n)$ , которое могло бы предоставляться пользователям доверительным центром, позволит легко факторизовать модуль методом, описанным в работе [1]. Если значения  $e$  и  $d$  будут генерироваться доверительным центром, то два различных пользователя могут обмениваться своими секретными значениями и найти  $r$  и  $q$ , т. е. взломать такую систему коммутативного шифрования [1].

В качестве механизма, использующего известные параметры, зависящие от множителей модуля  $n$ , который не позволит пользователям использовать вышеописанные атаки, можно применить следующую схему [6] формирования числа  $\alpha$ , порядок которого равен достаточно большому простому числу  $\gamma$ .

Генерируются простые  $r$  и  $q$  такие, что достаточно большое простое  $\gamma$  делит оба числа  $r - 1$  и  $q - 1$ . Число, имеющее порядок  $\gamma$  по модулю  $n$ , выбирается в качестве  $\alpha$ . В этом случае значение  $\gamma$  будет несекретным.

Данные условия позволяют сохранить высокую трудность ЗФ модуля  $n$  при известных значениях  $\alpha$ ,  $n$  и  $\gamma$  [4]. При этом обеспечение практической невозможности факторизации модуля  $n$  задается тем, что значения  $n$ ,  $\alpha$  и  $\gamma$  генерируются некоторым доверительным центром.

Отметим, что процедуры АКШ корректно работают только для тех сообщений, которые представимы в виде значений  $\alpha^i \pmod{n}$ . При практическом применении требуется выполнять шифро-

вание самых различных сообщений, в том числе и случайных битовых строк, которые могут быть не представимы в виде степени числа  $\alpha$ , т. е. не все сообщения можно зашифровать данным способом. Схожая проблема имеется и при разработке АКШ с использованием эллиптических кривых (ЭК), заданных над конечными полями. Причиной этому служит то, что координаты ЭК должны удовлетворять некоторому уравнению третьей степени. Это значит, что не все пары значений соответствуют точкам ЭК. Легко видеть, что построение АКШ в обоих случаях требует решения задачи кодирования сообщений либо точками ЭК, либо значениями из некоторого ограниченного множества. Подходы к решению данной задачи не очевидны.

В частных случаях приложений коммутативных шифров требуется зашифровать сравнительно небольшое число заранее известных сообщений (например, в протоколе игры в покер по телефону). В этих случаях можно закодировать известные сообщения значениями вида  $\alpha^i \pmod{n}$ . Однако для построения АКШ случайных сообщений, основанного на трудности ЗФ, данный подход не применим непосредственно. Для того чтобы с помощью предлагаемого механизма можно было выполнить коммутативное шифрование произвольных сообщений, требуется использовать дополнительный механизм расщепления сообщений, который описан далее.

### Механизм расщепления сообщений

Число значений вида  $\alpha^i \pmod{n}$  равно  $\gamma \geq 2^{160}$  для обеспечения 80-битовой стойкости (т. е. стойкости, равной  $2^{80}$  операций модульного умножения). Эти значения практически невозможно перебрать, поэтому их можно использовать в качестве ключа шифрования. Пусть требуется зашифровать сообщение  $|M| < n$ . Сгенерируем случайное число  $k < \gamma$  и вычислим значение  $K = \alpha^k \pmod{n}$ . Зашифруем сообщение  $M$  в зависимости от  $K$  по модулю  $n$ , например, по достаточно простой формуле  $C = (M + K)K \pmod{n}$ , которая обеспечивает возможность безопасного шифрования коротких сообщений. Более простые формулы  $C = M + K \pmod{n}$  и  $C = MK \pmod{n}$  допускают раскрытие коротких сообщений или сообщений из заранее известного ограниченного набора  $\{M_1, M_2, \dots, M_i, \dots\}$ , используя в качестве критерия распознавания истинного сообщения равенство порядка значений  $K_i = C - M_i$  и  $K_i = CM_i^{-1} \pmod{n}$  соответственно числу  $\gamma$  (т. е. проверяя выполнимость соотношения  $K_i = 1 \pmod{n}$ ). Сообщение  $M$  легко восстанавливается из пары значений  $(C, K)$ , поэтому можно говорить о расщеплении сообщения  $M$  на два значения  $C$  и  $K$ , причем  $C$  — число произвольного вида, а число  $K$  принадлежит

множеству значений  $\{\alpha^1 \bmod n, \alpha^2 \bmod n, \dots, \alpha^i \bmod n\}$ . После расщепления сообщения  $M$  его зашифрование (расшифрование) можно выполнить как зашифрование (расшифрование) значения  $K$ . Последнее можно выполнить путем возведения  $K$  в степень  $e$  по модулю  $n$  по формуле  $S = K^e \bmod n$ . Расшифрование выполняется как возведение криптограммы  $S$  в степень  $d$  по модулю  $n$ , т. е. по формуле  $S^d \bmod n = K$ . Значение  $C$ , по которому можно восстановить сообщение  $M$ , не подвергается какому-либо преобразованию в процессе шифрования. Получаем следующую схему коммутативного шифрования (АКШ1).

1. При первичном шифровании сообщения  $M$  выполняется его расщепление, т. е. представление сообщения в виде  $M = (C, K)$ , и шифрование значения  $K$ :  $S = K^e \bmod n$ . На выходе первичной процедуры шифрования имеем пару значений  $(C, S)$ .

2. Последующие шаги зашифрования (расшифрования) выполняются над значением  $S$ .

3. Завершающий шаг расшифрования выполняется как расшифрование значения  $S$ , приводящее к восстановлению значения  $K$ , выбранного на шаге первичного шифрования сообщения, и вычисление значения  $M$  по формуле  $M = CK^{-1} - K \bmod n$ .

Данный АКШ позволяет выполнить шифрование сообщений  $M < n$  произвольного вида за счет применения механизма расщепления шифруемого сообщения — представления сообщения в виде пары других сообщений, одно из которых представляет собой число вида  $\alpha^i \bmod n$  при некотором значении  $i \in \{1, 2, \dots, \gamma\}$ . Для его взлома потребуется решить ЗДЛ по составному модулю  $n$ , что требует решения ЗФ, ЗДЛ по модулю  $r$  и ЗДЛ по модулю  $q$ . При выборе числа  $n$  ограниченного размера (например, 1024 бит) безопасность данного АКШ определяется только ЗФ, поскольку при таком размере числа  $n$  сложность указанных двух вариантов ЗДЛ является достаточно низкой.

### Алгоритм коммутативного шифрования, взлом которого требует одновременного решения двух независимых трудных задач

Нетрудно заметить, что алгоритм Полига — Хеллмана может быть естественным образом встроен в описанный ранее АКШ при использовании в первом простого числа  $p > n$ . Это реализуется путем одновременного шифрования обоих значений, представляющих сообщение  $M$  в расщепленном виде. Для этого каждый пользователь выбирает две пары ключей  $(e_1, d_1)$  и  $(e_2, d_2)$ , удовлетворяющих условиям  $e_1 d_1 = 1 \bmod \gamma$  и  $e_2 d_2 = 1 \bmod p - 1$ . Шифрование первого значения в паре расщепления выполняется по первой паре подключей как возведение в степень  $e_1$  (зашифрование) или  $d_1$  (расшифрование) по модулю  $p$ . Шифрование второго значения в паре рас-

щепления выполняется по второй паре подключей как возведение в степень  $e_2$  (зашифрование) или  $d_2$  (расшифрование) по модулю  $n$ . Получаем следующую схему коммутативного шифрования (АКШ2).

1. Первичное зашифрование сообщения  $M$  выполняется как представление  $M$  в виде  $M = (C, K)$ , зашифрование  $C$  по формуле  $C^* = C^{e_1} \bmod p$  и зашифрование  $K$  по формуле  $S = K^{e_2} \bmod n$ . На выходе первичной процедуры шифрования имеем пару значений  $(C^*, S)$ .

2. Последующие шаги зашифрования (расшифрования) выполняются как шифрование значения  $S$  путем выполнения операции возведения в степень  $e_2$  по модулю  $n$  и шифрование значения  $C^*$  путем выполнения операции возведения в степень  $e_1$  по модулю  $p$ .

3. Завершающий шаг расшифрования выполняется как расшифрование значения  $S$ , приводящее к восстановлению значения  $K$ ; расшифрование значения  $C^*$ , приводящее к восстановлению значения  $C$ , и вычисление значения  $M$  по формуле  $M = CK^{-1} - K \bmod n$ .

Нетрудно видеть, что взлом данного АКШ требует одновременного решения ЗФ и ЗДЛ в конечном простом поле. Шифрование второго элемента пары расщепления осуществляется как возведение в секретную степень по модулю  $n$ , поэтому можно говорить не о ЗФ, а о ЗДЛ по трудно разложимому модулю  $n$ . Причем последняя задача принципиально отличается от ЗДЛ по простому модулю. В частности, алгоритм решения ЗДЛ по модулю  $n$  может быть использован для факторизации значения модуля  $n$  [7], что показывает существенную связь ЗФ и ЗДЛ по составному модулю  $n$  [5].

### Использование задачи дискретного логарифмирования по составному модулю

В работах [4, 7, 8] предложено использовать связь ЗФ и ЗДЛ по составному модулю  $n$ . Если вычислительная сложность решения ЗФ и ЗДЛ (при использовании лучших известных алгоритмов решения этих задач) больше необходимого уровня стойкости, то взлом криптосхем, основанных на сложности решения ЗДЛ по составному модулю, потребует одновременного решения двух трудных задач ЗФ и ЗДЛ. Таким образом, выбор достаточно больших размеров простых делителей  $r$  и  $q$  числа  $n$  в алгоритме, описанном в предыдущем разделе, превращает последний в АКШ (АКШ3), основанный на трудности одновременного решения ЗФ и ЗДЛ по простому модулю, т. е. без дополнительного использования алгоритма Полига — Хеллмана.

Задача дискретного логарифмирования по составному модулю  $n$  ( $y = \alpha^x \bmod n$ ) может быть реше-

■ Сравнение предложенных АКШ с АКШ Полига — Хеллмана

Показатель	АКШ Полига — Хеллмана	АКШ1	АКШ2	АКШ3
Трудная задача, решение которой требуется для взлома алгоритма	ЗДЛ	ЗФ	ЗДЛ+ЗФ	ЗДЛ+ЗФ
Отношение размера криптограммы к размеру исходного текста	1	2	2	2
Количество операций возведения в степень, выполняемых при зашифровании (расшифровании) сообщения	1 (1)	1 (1)	2 (2)	1 (1)
Размеры параметров для обеспечения 80-битовой стойкости (битовый размер числа $x$ обозначен как $ x $ )	$ p  \geq 1024$ бит $ e  \leq  p - 1 $ $ d  \approx  p - 1 $	$ p  \geq 1024$ бит $ n  \geq 1024$ бит $ \gamma  \geq 160$ бит $ e_1 ,  d_1  =  \gamma $ $ e_2 ,  d_2  =  p - 1 $	$ n  \geq 1024$ бит $ \gamma  \geq 160$ бит $ e ,  d  =  \gamma $	$ p  \geq 1024$ бит $ q  \geq 1024$ бит $ n  \geq  pq $ $ \gamma  \geq 160$ бит $ e ,  d  =  \gamma $

на путем факторизации модуля  $n$  и решения ЗДЛ по множителям  $r$  и  $q$  [5]:

$$y = a^x \bmod r; y = a^x \bmod p.$$

Очевидно, что решение  $x$  является одинаковым для обоих уравнений, так как порядок  $a$  по модулям  $r$  и  $q$  одинаков и равен  $\gamma$ . В случае выбора одинаковой длины делителей  $r$  и  $q$  вычислительная сложность ЗФ модуля  $n$  примерно в 2 раза превышает сложность ЗДЛ по простому модулю  $r$  или  $q$ . Поэтому взлом криптосхемы требует одновременного решения ЗФ и ЗДЛ, если вычислительная сложность решения каждой из этих задач обеспечивает уровень стойкости, превышающий заданный. При этом за стойкость криптосхемы следует принять меньшее из значений трудоемкости решения ЗФ и ЗДЛ. С учетом этого размер минимального из делителей составного числа  $n$  должен быть выбран таким, чтобы трудоемкость ЗДЛ по модулю этого делителя соответствовала заданному уровню стойкости, например, 1024 бит при 80-битовой стойкости.

**Заключение**

Впервые предложены АКШ, основанные на трудности ЗФ (это расширяет арсенал коммутативных шифров), в том числе алгоритмы, стойкость которых основана на трудности одновре-

менного решения ЗФ и ЗДЛ (это значительно повышает интегральный показатель безопасности). Существенным элементом предложенных алгоритмов является механизм расщепления сообщений, который позволяет снять ограничение на шифруемые сообщения, накладываемое ЗФ при ее использовании для построения АКШ и состоящее в том, что сообщения должны иметь значения из циклической подгруппы, генерируемой заданным порождающим элементом. Сравнение предложенных АКШ с базовым алгоритмом Полига — Хеллмана приведено в таблице.

Алгоритмы шифрования, использующие механизм расщепления сообщения, могут быть отнесены к классу вероятностных шифров, так как в них при шифровании используются случайные значения, вследствие чего размер шифртекста превышает размер исходного сообщения. В предложенных алгоритмах шифрования размер зашифрованного текста примерно в 2 раза больше размера шифруемого сообщения. Однако это позволяет построить АКШ на основе трудности одновременного решения ЗФ и ЗДЛ в конечном поле, за счет чего решается задача повышения уровня безопасности процедур коммутативного шифрования.

Исследование выполнено при финансовой поддержке РФФИ в рамках научного проекта № 14-07-00061-а.

**Литература**

1. Молдовян А. А., Молдовян Н. А. Введение в криптосистемы с открытым ключом. — СПб.: БХВ-Петербург, 2005. — 286 с.

2. Hellman M. E., Pohlig S. C. et al. Exponentiation Cryptographic Apparatus and Method. U.S. Patent, no. 4424414, 1984.  
3. Молдовяну П. А., Молдовян Д. Н., Морозова Е. В., Пилькевич С. В. Повышение производительности

процедур коммутативного шифрования // Вопросы защиты информации. 2009. № 4. С. 24–31.

4. Березин А. Н., Биричевский А. Р., Молдовян Н. А. Особенности задачи дискретного логарифмирования по составному модулю как криптографическо-го примитива // Информационная безопасность регионов России (ИБРР–2011): тр. 7-й Междунар. конф., Санкт-Петербург, 26–28 октября 2012 г. СПб., 2012. С. 104–108.
5. Menezes A. J., Vanstone S. A. Handbook of Applied Cryptography. — N. W.: CRC Press, 1996. — 750 p. doi:10.1201/9781439821916
6. Moldovyan A. A., Moldovyan D. N., Gortinskaya L. V. Cryptoschemes Based on New Signature Formation

Mechanism // Computer Science Journal of Moldova. 2006. N 3. P. 397–411.

7. Berezin A. N., Moldovyan N. A., Shcherbacov V. A. Cryptoschemes Based on Difficulty of Simultaneous Two Different Difficult Problems // Computer Science Journal of Moldova. 2013. N 2. P. 280–290.
8. Демьянчук А. А., Молдовян Д. Н., Новикова Е. С., Гурьянов Д. Ю. Подход к построению криптосхем на основе нескольких вычислительно трудных задач // Информационно-управляющие системы. 2013. № 2. С. 60–66.

UDC 681.3

### Commutative Ciphers Based on Difficulty of Simultaneous Solving Factorization and Discrete Logarithm Problems

Moldovyan A. A.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Head of a Research Division, Professor, maa1305@yandex.ru

Berezin A. N.<sup>b</sup>, Post-Graduate Student, a.n.berezin.ru@gmail.com

Rizhkov A. V.<sup>b</sup>, Post-Graduate Student, aryzhk@gmail.com

<sup>a</sup>Saint-Petersburg Institute for Informatics and Automation of RAS, 39, 14 Line, V. O., 199178, Saint-Petersburg, Russian Federation

<sup>b</sup>Saint-Petersburg State Electrotechnical University «LETI», 5, Professora Popova St., 197376, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** There are well-known public-key cryptoscheme designs whose breaking requires a simultaneous solution of two independent computationally hard problems. This makes the cryptoscheme security higher; however, similar designs for commutative encryption algorithms are unknown. The practical significance of improving security of cryptographic mechanisms in information protection makes it vital to look for breakthrough innovations in solving computationally hard problems. This paper deals with developing commutative ciphers whose breaking requires a simultaneous solution of two independent computationally hard problems. **Methods:** Splitting the encrypted messages and using one-pad encryption keys. **Results:** For the first time a message-splitting method was proposed which extends the class of computationally hard problems applicable to commutative encryption design. A new commutative cipher was developed, based on the factoring problem, along with a new commutative cipher based on the difficulty of simultaneously solving both a factoring problem and a discrete logarithm problem in the finite field. The requirements were formulated for the selection of the parameters for the proposed algorithms. **Practical relevance:** Essential improvement was provided for the commutative encryption security.

**Keywords** — Computer Security, Cryptography, Commutative Encryption, Factorization Problem, Discrete Logarithm.

#### References

1. Moldovyan A. A., Moldovyan N. A. *Vvedenie v kriptosistemy s otkrytym kliuchom* [Introduction to Public-Key Cryptography]. Saint-Petersburg, BHV-Peterburg Publ., 2005. 286 p. (In Russian).
2. Hellman M. E., Pohlig S. C., et al. *Exponentiation Cryptographic Apparatus and Method*. U.S. Patent, no. 4424414, 1984.
3. Moldovyanu P. A., Moldovyan D. N., Morozova E. V., Pil'kevich S. V. Increasing Performance of the Commutative Encryption Procedures. *Voprosy zashchity informatsii*, 2009, vol. 4, pp. 24–31 (In Russian).
4. Berezin A. N., Birichevskii A. R., Moldovyan N. A. Peculiarities of the Discrete Logarithm Problem Modulo a Composite Number as Cryptographic Primitive. *Trudy 7 Sankt-Peterburgskoi mezhregional'noi konferentsii "Informatsionnaya bezopasnost' regionov Rossii" (IBRR-2011)* [Proc. VII Saint-Petersburg Intern. Conf. "Information Security of Russian Regions" (ISRR-2011)]. Saint-Petersburg, 2012, pp. 104–108 (In Russian).
5. Menezes A. J., Vanstone S. A. *Handbook of Applied Cryptography*. N. W., CRC Press, 1996. 750 p. doi:10.1201/9781439821916
6. Moldovyan A. A., Moldovyan D. N., Gortinskaya L. V. Cryptoschemes Based on New Signature Formation Mechanism. *Computer Science Journal of Moldova*, 2006, vol. 14, no. 3, pp. 397–411.
7. Berezin A. N., Moldovyan N. A., Shcherbacov V. A. Cryptoschemes Based on Difficulty of Simultaneous Two Different Difficult Problems. *Computer Science Journal of Moldova*, 2013, vol. 21, no. 2, pp. 280–290.
8. Dem'ianchuk A. A., Moldovyan D. N., Novikova E. S., Gur'ianov D. Iu. An Approach to Cryptoscheme Design Based on Several Computationally Hard Problems. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2013, no. 2, pp. 60–66 (In Russian).



УДК 621.391

# ГРАНИЦЫ ПОВЫШЕНИЯ ПОМЕХОУСТОЙЧИВОСТИ РАДИОТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМ ПЕРЕДАЧИ ИНФОРМАЦИИ ПРИ ЦИФРОВОЙ ОБРАБОТКЕ СИГНАЛОВ С КОМПЕНСАЦИЕЙ ПОМЕХ

Г. Н. Мальцев<sup>а</sup>, доктор техн. наук, профессор

А. В. Харченко<sup>а</sup>, доктор техн. наук, доцент, начальник кафедры

А. С. Гарагуля<sup>а</sup>, канд. техн. наук, старший преподаватель кафедры

<sup>а</sup>Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург, РФ

**Цель:** обоснование возможностей повышения помехоустойчивости радиотехнических систем передачи информации за счет декорреляции и компенсации нешумовых помех при цифровой обработке сигналов. **Методы:** анализ процесса приема и обработки сигналов при выделении информационных символов в условиях помех. **Результаты:** выполнено формализованное описание приема сигналов с декорреляцией и компенсацией нешумовых помех. Получены выражения, описывающие эквивалентные отношения сигнал/шум и сигнал/помеха для случая декорреляции смеси белого гауссова шума и нешумовой помехи с полным или частичным перераспределением энергии помехи в энергию белого гауссова шума при сохранении суммарной энергии действующих мешающих воздействий и для случая компенсации нешумовой помехи в процессе дискретных ортогональных преобразований с коэффициентом ослабления, превышающим коэффициент ослабления сигнальной составляющей. Приведены результаты расчетов вероятностей ошибочного приема информационного символа в зависимости от исходного отношения сигнал/помеха при различных отношениях сигнал/шум, коэффициентах корреляции помехи и сигнала и коэффициентах потерь, определяющие границы повышения помехоустойчивости приема информации при декорреляции и компенсации нешумовой помехи. **Практическая значимость:** обоснована эффективность применения цифровой обработки сигналов с декорреляцией и компенсацией нешумовых помех для повышения помехоустойчивости радиотехнических систем передачи информации, определены границы повышения помехоустойчивости.

**Ключевые слова** — передача информации, цифровая обработка сигналов, помехоустойчивость, нешумовые помехи, декорреляция и компенсация помех.

## Введение

В настоящее время применение методов цифровой обработки сигналов (ЦОС) является одной из ведущих тенденций развития информационных и измерительных радиотехнических систем (РТС) и приобретает большое практическое значение [1–3]. Цифровые методы обработки сигналов обладают существенными достоинствами по сравнению с аналоговыми методами, при этом использование ЦОС связано как с внедрением современной элементной базы радиоэлектроники, так и с расширением функциональных возможностей РТС. Наряду с миниатюризацией функциональных узлов РТС и высокой точностью обработки сигналов, ЦОС открывает возможности реализации ряда операций и алгоритмов, принципиально нереализуемых с помощью аналоговых элементов, в том числе оптимальных, квазиоптимальных и адаптивных алгоритмов приема сложных сигналов и компенсации помех [4, 5].

Для РТС передачи информации различного назначения характерно функционирование в широком диапазоне условий радиосвязи при действии как шумовых, так и нешумовых помех различной природы [4, 6, 7]. При этом воздействие нешумовых помех приводит к тому, что оптимальные методы обработки принимаемых

сигналов, синтезированные для случая приема сигналов в условиях шумовых помех, перестают быть оптимальными. Используемые в этих условиях оптимальные и квазиоптимальные алгоритмы обработки сигналов существенно усложняются и требуют наличия априорной информации о структуре действующих помех, в частности, об их корреляционных свойствах [8, 9].

Возможности ЦОС позволяют проводить различные операции обработки сигналов не простым переносом схемных решений, принятых при аналоговой обработке, на цифровую элементную базу, а с переходом в различные дискретные ортогональные пространства преобразований [10, 11]. За счет этого можно выполнить декорреляцию нешумовых (не являющихся  $\delta$ -коррелированными) помех, действующих на входе приемного устройства, и при выборе соответствующего базиса преобразований осуществить их компенсацию с незначительной потерей сигнальных составляющих.

В настоящей работе анализируются возможности декорреляции и компенсации нешумовых помех при ЦОС и условия, при которых для фиксированного энергетического потенциала РТС передачи информации ЦОС с использованием дискретных ортогональных преобразований обеспечивает выигрыш в помехоустойчивости по сравнению

с обычной обработкой принимаемых сигналов, реализуемой аналоговыми или цифровыми методами.

**Формализованное описание процесса приема сигналов с декорреляцией и компенсацией нешумовых помех**

Проведем анализ возможностей декорреляции и компенсации нешумовых помех при ЦОС и достигаемого при этом выигрыша в помехоустойчивости РТС передачи информации при воздействии на приемное устройство процесса, представляющего собой аддитивную смесь сигнала  $U(t)$ , белого гауссова шума  $n(t)$  и нешумовой помехи  $y(t)$ :

$$x(t) = U(t) + n(t) + y(t). \quad (1)$$

Предполагается, что для выделения передаваемых информационных символов в приемном устройстве осуществляется корреляционная обработка входного процесса  $x(t)$ , определяемого выражением (1), являющаяся оптимальной при приеме сигналов в условиях белого гауссова шума [12].

Сигнальная составляющая  $U(t)$  принимает значения  $\{U_0(t), U_1(t)\}$ , соответствующие символам «0» и «1» двоичного симметричного кода. Энергия сигнала, приходящегося на информационный символ длительностью  $\Delta T$ , составляет

$$E_c = \int_0^{\Delta T} U_0^2(t)dt = \int_0^{\Delta T} U_1^2(t)dt, \text{ коэффициент}$$

корреляции сигналов  $U_0(t)$  и  $U_1(t)$  составляет

$$\rho = \frac{1}{E_c} \int_0^{\Delta T} U_1(t)U_1(t)dt. \text{ Шумовая } \delta\text{-коррелированная}$$

составляющая  $n(t)$  характеризуется спектральной плотностью мощности шума  $N_0$ . Нешумовая помеха  $y(t)$  на интервале длительности информаци-

онного символа  $\Delta T$  имеет энергию  $E_{\Pi} = \int_0^{\Delta T} y^2(t)dt$

и коэффициенты корреляции с сигнальными

$$\text{составляющими } r_0 = \frac{1}{\sqrt{E_c E_{\Pi}}} \int_0^{\Delta T} y(t)U_0(t)dt \text{ и}$$

$$r_1 = \frac{1}{\sqrt{E_c E_{\Pi}}} \int_0^{\Delta T} y(t)U_1(t)dt. \text{ Отношения сигнал/}$$

шум (по шумовой составляющей) и сигнал/помеха (по составляющей нешумовой помехи) составляют  $q_0 = E_c/N_0$  и  $q_1 = E_c/E_{\Pi}$  соответственно.

Корреляционный приемник вычисляет корреляционные интегралы вида  $Z_i = \int_0^{\Delta T} x(t)U_i(t)dt$ ,

где  $i = 0, 1$ . Решение о переданном информационном символе при симметричном коде принимается по наибольшему значению соответствующего

корреляционного интеграла  $Z_i$ . Будем полагать, что ЦОС обеспечивает такую точность вычисления корреляционных интегралов, при которой ошибками дискретизации при вычислениях можно пренебречь. При этом допускается, что за счет цифровой обработки входного процесса  $x(t)$  возможны [5, 6, 11]:

1) декорреляция нешумовой помехи  $y(t)$  с полным или частичным перераспределением ее энергии в энергию белого гауссова шума при сохранении суммарной энергии действующих помех  $y(t)$  и  $n(t)$ ;

2) компенсация нешумовой помехи  $y(t)$  в процессе дискретных ортогональных преобразований с коэффициентом ослабления, превышающим коэффициент ослабления сигнальной составляющей  $U(t)$ .

Первое из принятых допущений означает, что при исходных отношениях сигнал/шум ( $q_0$ ) и сигнал/помеха ( $q_1$ ) вычисляемый корреляционный интеграл соответствует входному процессу вида (1) с эквивалентными отношениями сигнал/шум  $q_{0э} = \frac{q_0 q_1}{\gamma q_0 + q_1}$  и сигнал/помеха  $q_{1э} = \frac{q_1}{1 - \gamma}$ ,

где  $\gamma$  — коэффициент декорреляции помехи, принимающий значения  $0 \leq \gamma \leq 1$ . Значение  $\gamma = 0$  соответствует отсутствию декорреляции помехи, при этом  $q_{0э} = q_0$ ,  $q_{1э} = q_1$ . Значение  $\gamma = 1$  соответствует полной декорреляции помехи, при этом  $q_{0э} = \frac{q_0 q_1}{q_0 + q_1}$ ,  $q_{1э} \rightarrow \infty$ .

Второе из принятых допущений означает, что при исходных отношениях  $q_0$  и  $q_1$  вычисляемый корреляционный интеграл соответствует входному процессу вида (1) с эквивалентными отношениями  $q_{0э} = \frac{b_1 q_0 q_1}{b_0 (\gamma q_0 + b_1 q_1)}$  и  $q_{1э} = \frac{q_1}{1 - \gamma}$ , где  $b_0$  —

коэффициент потерь для сигнальной составляющей;  $b_1$  — коэффициент потерь для декоррелированной части составляющей нешумовой помехи (оставшаяся часть составляющей нешумовой помехи не компенсируется), при этом  $b_0 \geq 1$ ,  $b_1 \geq 1$  и  $b_0 \leq b_1$ . В результате при полной декорреляции помехи ( $\gamma = 1$ ) за счет ее фильтрации величина  $q_{0э}$  дополнительно увеличивается в  $b_1/b_0$  раз при сохранении условия  $q_{1э} \rightarrow \infty$ .

Помехоустойчивость РТС передачи информации принято характеризовать вероятностью ошибочного приема информационного символа  $p_0$ , являющейся исходной при определении вероятности ошибочного приема передаваемых сообщений с учетом используемых методов кодирования [13, 14]. Проанализируем влияние коэффициента декорреляции  $\gamma$  и соотношения между коэффициентами потерь  $b_0$  и  $b_1$  на вероятность ошибочного приема информационного символа  $p_0$  в корреляционном приемнике для противоположных входных сигналов  $U_0(t)$  и  $U_1(t)$ , обладающих наиболь-

шей потенциальной помехоустойчивостью [12]. В этом случае  $\rho = -1$ ,  $r_0 = r$ ,  $r_1 = -r$  и при принятых допущениях относительно входного процесса (1) вероятность ошибочного приема информационного символа в корреляционном приемнике определяется выражением [14]

$$p_0 = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \frac{1}{2} \Phi_0 \left[ \sqrt{2q_0} (1 + r/\sqrt{q_1}) \right] - \frac{1}{2} \Phi_0 \left[ \sqrt{2q_0} (1 - r/\sqrt{q_1}) \right] \right\}. \quad (2)$$

Входящая в выражение (2) функция  $\Phi_0(\cdot)$  есть табулированная функция Крампа  $\Phi_0(z) = \sqrt{\frac{2}{\pi}} \int_0^z \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) dt$ . Аналогичные выражения могут быть получены для других типов входных сигналов, характеризующихся коэффициентами корреляции  $\rho$ ,  $r_0$  и  $r_1$ . При  $r = 0$  или  $q_1 \rightarrow \infty$  выражение (2) сводится к известному выражению для вероятности ошибочного приема информационного символа в корреляционном приемнике при приеме противоположных сигналов в условиях белого гауссова шума [12]

$$p_0 = \frac{1}{2} \left[ 1 - \Phi_0(\sqrt{2q_0}) \right]. \quad (3)$$

Если в приемном устройстве осуществляется ЦОС с декорреляцией и компенсацией нешумовых помех, то вместо исходных отношений сигнал/шум ( $q_0$ ) и сигнал/помеха ( $q_1$ ) в выражениях (2) и (3) используются соответствующие им эквивалентные  $q_{0э}$  и  $q_{1э}$ .

Выигрыш в помехоустойчивости при декорреляции и компенсации нешумовых помех имеется в том случае, когда вероятность ошибочного приема информационного символа  $p_0^I$ , определяемая для условий приема, характеризуемых заданными  $q_0$  и  $q_1$ , без учета декорреляции и компенсации нешумовой помехи, превышает вероятность ошибочного приема информационного символа  $p_0^{II}$ , определяемую для эквивалентных  $q_{0э}$  и  $q_{1э}$ , соответствующих исходным отношениям  $q_0$  и  $q_1$  и параметрам  $\gamma$ ,  $b_0$  и  $b_1$ , характеризующим ЦОС с декорреляцией и компенсацией нешумовой помехи.

### Исследование помехоустойчивости РТС передачи информации при приеме сигналов с декорреляцией и компенсацией нешумовых помех

Для принятых допущений о возможности декорреляции и компенсации нешумовых помех при ЦОС на основе ортогональных преобразований в соответствии с выражениями (2) и (3) были проведены расчеты вероятностей ошибочного приема информационного символа при различ-

ных значениях отношений  $q_1$  и  $q_0$  и параметров обработки  $\gamma$ ,  $b_0$  и  $b_1$ .

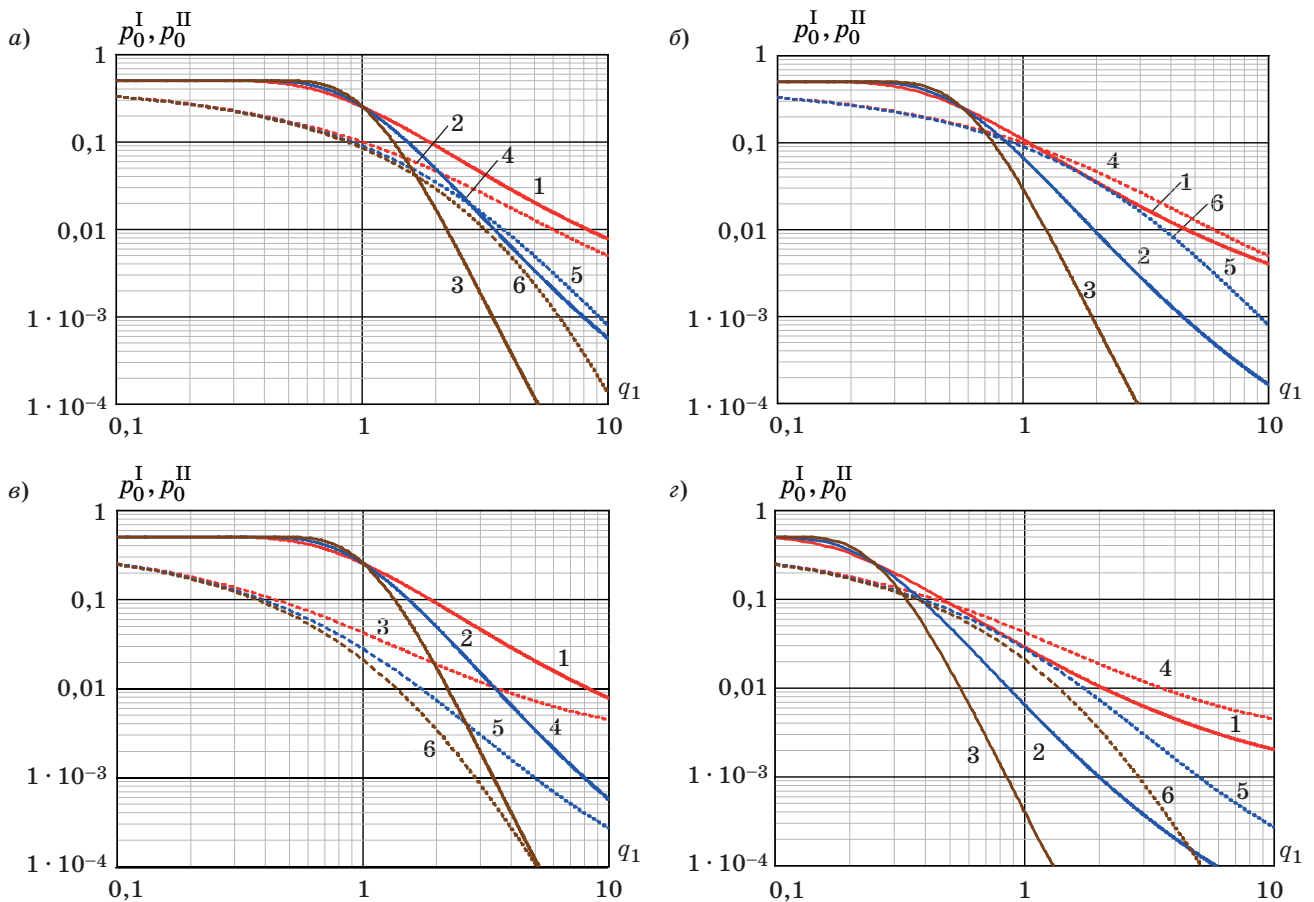
Результаты расчетов вероятностей ошибочного приема информационного символа  $p_0^I$  и  $p_0^{II}$  в зависимости от исходного отношения сигнал/помеха  $q_1$  при различных отношениях сигнал/шум  $q_0$ , коэффициентах корреляции помехи и сигнала  $r$  и коэффициентах потерь  $b_0$  и  $b_1$  (для вероятности  $p_0^{II}$ ) представлены на рис. 1, а–г. Полагалось, что  $\gamma = 1$ . Это соответствует полной декорреляции помехи  $y(t)$ , поэтому сравнение полученных расчетных значений  $p_0^I$  и  $p_0^{II}$  при фиксированных исходных отношениях  $q_0$  и  $q_1$  характеризует предельные возможности — границы — повышения помехоустойчивости приема информации за счет декорреляции и компенсации нешумовой помехи при ЦОС.

Как видно из приведенных зависимостей, выигрыш в помехоустойчивости может иметь место в широком диапазоне значений отношений  $q_0$  и  $q_1$  даже без учета компенсации нешумовых помех за счет их декорреляции (при  $b_0 = b_1 = 1$ ). Этот выигрыш уменьшается с уменьшением коэффициента корреляции помехи и сигнала  $r$ , коэффициента декорреляции  $\gamma$  и коэффициента корреляции сигналов  $\rho$ . С увеличением отношения  $b_1/b_0$  при компенсации помех выигрыш в помехоустойчивости увеличивается и область, в которой он имеет место, расширяется.

От  $q_0$  и  $q_1$  соотношение между вероятностями ошибки  $p_0^I$  и  $p_0^{II}$  зависит достаточно сложным образом. В рассмотренном диапазоне значений  $q_0$  и  $q_1$  условие  $p_0^I > p_0^{II}$  всегда выполняется в некоторой области малых и больших значений  $q_1$ . Эти области расширяются с уменьшением  $q_0$ , с увеличением  $r$  и с увеличением отношения  $b_1/b_0$ , в некоторых случаях  $p_0^I > p_0^{II}$  выполняется во всем диапазоне значений  $q_1$ . В рассмотренном случае приема противоположных сигналов выигрыш в помехоустойчивости при декорреляции нешумовой помехи составляет до 2–3 дБ в отсутствие компенсации и до 6–7 дБ — с учетом компенсации.

Использованные значения коэффициентов потерь  $b_0$  и  $b_1$  соответствуют потере при компенсации 20 % энергии сигнала и 67 % энергии помехи. В случае приема ортогональных сигналов при  $\rho = 0$ ,  $r_0 = r$ ,  $r_1 = 0$  качественный характер зависимости вероятностей ошибочного приема информационного символа  $p_0^I$ ,  $p_0^{II}$  от  $q_1$  и  $q_0$ , коэффициента корреляции помехи и сигнала  $r$  и коэффициентов потерь  $b_0$  и  $b_1$  сохраняется. При этом вследствие более низкой потенциальной помехоустойчивости ортогональных сигналов выигрыш в помехоустойчивости при декорреляции и компенсации помехи уменьшается, и сокращаются диапазоны значений  $q_0$  и  $q_1$ , в которых выполняется  $p_0^I > p_0^{II}$ .

Оценку диапазонов значений исходных  $q_0$  и  $q_1$ , в которых возможен выигрыш в помехо-



■ **Рис. 1.** Вероятности ошибочного приема информационного символа  $p_0^I$  (сплошные кривые) и  $p_0^{II}$  (штриховые кривые) при следующих значениях: а —  $b_0 = b_1 = 1$  и  $r = 1$ ; б —  $b_0 = b_1 = 1$  и  $r = 0,5$ ; в —  $b_0 = 1,25$ ,  $b_1 = 3$  и  $r = 1$ ; г —  $b_0 = 1,25$ ,  $b_1 = 3$  и  $r = 0,5$ ; 1 и 4 —  $q_0 = 5$ ; 2 и 5 —  $q_0 = 10$ ; 3 и 6 —  $q_0 = 20$

устойчивости при декорреляции помех, можно выполнить аналитически при экспоненциальной аппроксимации выражений вида (2) и (3) для вероятностей ошибочного приема информационного символа  $p_0^I$  и  $p_0^{II}$ . При  $\gamma = 1$  аппроксимирующие выражения для  $p_0^I$  и  $p_0^{II}$  при приеме противоположных сигналов имеют следующий вид:

$$p_0^I = \frac{1}{4} \exp \left[ -q_0 \left( 1 + r / \sqrt{q_1} \right)^2 \right] + \frac{1}{4} \exp \left[ -q_0 \left( 1 - r / \sqrt{q_1} \right)^2 \right]; \quad (4)$$

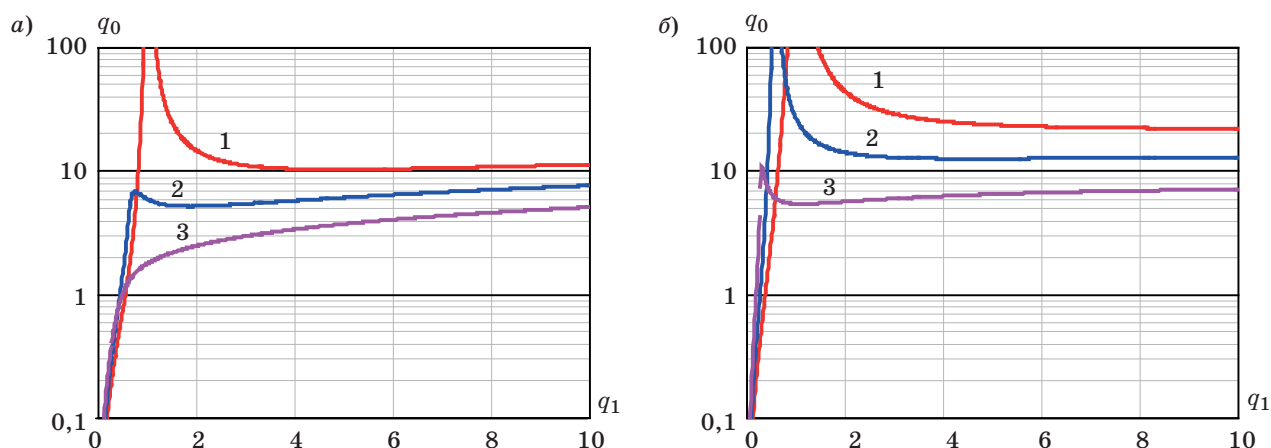
$$p_0^{II} = \frac{1}{2} \exp \left[ -\frac{b_1 q_0 q_1}{b_0 (q_0 + b_1 q_1)} \right]. \quad (5)$$

В предположении, что  $\exp \left[ -q_0 \left( 1 + r / \sqrt{q_1} \right)^2 \right] \ll \ll \exp \left[ -q_0 \left( 1 - r / \sqrt{q_1} \right)^2 \right]$ , можно пренебречь первым слагаемым в правой части выражения (4) для  $p_0^I$ , что гарантированно обеспечивает выполнение неравенства  $p_0^I > p_0^{II}$ . Тогда после преобразований выражений для  $p_0^I$  и  $p_0^{II}$  получаем неравенство, соответствующее выполнению усло-

вия  $p_0^I > p_0^{II}$  (без учета абсолютных значений  $p_0^I$  и  $p_0^{II}$ ):

$$\frac{b_1 q_0 q_1}{b_0 (q_0 + b_1 q_1)} - q_0 \left( 1 - \frac{r}{\sqrt{q_1}} \right)^2 - \ln 2 > 0. \quad (6)$$

Результаты численного решения неравенства (6) в виде зависимости верхних граничных значений отношений сигнал/шум  $q_0$ , при которых неравенство  $p_0^I > p_0^{II}$  еще выполняется, от отношений сигнал/помеха  $q_1$  при различных значениях параметров  $r$ ,  $b_0$  и  $b_1$  приведены на рис. 2, а и б. Так же как и зависимости, приведенные на рис. 1, зависимости, приведенные на рис. 2, дают представление о границах повышения помехоустойчивости приема информации за счет декорреляции и компенсации нешумовой помехи. Области, соответствующие при сделанных предположениях выигрышу в помехоустойчивости при ЦОС на основе дискретных ортогональных преобразований с декорреляцией и компенсацией нешумовой помех по сравнению с обычной обработкой принимаемых сигналов, лежат ниже графиков зависимости отношения  $q_0$  от отношений  $q_1$ .



■ **Рис. 2.** Зависимость верхних граничных значений  $q_0$ , при которых выполняется  $p_0^I > p_0^II$ , от  $q_1$ : а — при  $b_0 = b_1 = 1$ ; б — при  $b_0 = b_1 = 1$ ; 1 —  $r = 1$ , 2 —  $r = 0,75$ , 3 —  $r = 0,5$

Как видно из приведенных зависимостей  $q_0$  от  $q_1$ , определяющих границы выполнения условия  $p_0^I > p_0^II$ , декорреляция нешумовых помех во всех случаях может быть эффективна при малых отношениях  $q_0$  (в большинстве случаев при  $q_0 < 10$ ) и в широком диапазоне значений отношения  $q_1$  (по крайней мере, при  $q_1 > 1$ ). Верхнее значение отношения  $q_0$ , при котором эффективна декорреляция нешумовых помех, уменьшается при уменьшении степени корреляции помехи и сигнала, характеризуемой коэффициентом корреляции  $r$ , и увеличивается при увеличении отношения  $b_1/b_0$  при дополнительной компенсации помех.

Отличие графиков зависимости  $q_0$  от  $q_1$ , определяющих области, в которых выполняется условие  $p_0^I > p_0^II$ , для случая ортогональных сигналов от приведенных графиков зависимости  $q_0$  от  $q_1$  для противоположных сигналов невелико. Полученные для одних и тех же значений параметров  $r$ ,  $b_0$  и  $b_1$  основные отличия имеют место в области  $0 < q_1 < 1$ , а при  $q_1 > 4$  соответствующие зависимости достаточно близки, поэтому полученные для противоположных сигналов оценки можно использовать для любых сигналов с коэффициентами корреляции  $-1 < \rho < 0$ .

## Заключение

Полученные результаты могут быть использованы при разработке перспективных информационных и измерительных РТС. В настоящее время благодаря техническому прогрессу в области разработки и создания высокопроизводительной элементной базы ЦОС в РТС различного назначения могут быть реализованы сложные вычислительные алгоритмы дискретных преобразований принимаемых сигналов в различных базисах. Это позволяет эффективно использовать рассмотренные возможности ЦОС для повышения помехоустойчивости РТС передачи информации, функционирующих в условиях шумовых и нешумовых помех. При этом выигрыш в помехоустойчивости, составляющий в рассмотренных условиях до 6–7 дБ, достигается без увеличения энергетического потенциала. Это особенно важно в тех случаях, когда имеют место ограничения на увеличение эквивалентной изотропно излучаемой мощности и добротности терминальной аппаратуры РТС передачи информации, например, в системах информационного обмена с летательными и космическими аппаратами [15, 16].

## Литература

1. Сергиенко А. Б. Цифровая обработка сигналов. — СПб.: Питер, 2003. — 608 с.
2. Умняшкин С. В. Теоретические основы цифровой обработки и представления сигналов. — М.: ИД «Форум», 2008. — 304 с.
3. Скляр Б. Цифровая связь. Теоретические основы и практическое применение. — М.: Вильямс, 2007. — 1104 с.
4. Тузов Г. И., Сивов В. А., Прытков В. И. и др. Помехозащищенность радиосистем со сложными сигналами. — М.: Радио и связь, 1985. — 264 с.

5. Тузов Г. И., Урядников Ю. Ф., Прытков В. И. и др. Адресные системы управления и связи. Вопросы оптимизации. — М.: Радио и связь, 1993. — 384 с.
6. Васин В. А., Власов И. Б., Егоров Ю. М. и др. Информационные технологии в радиотехнических системах/ МГТУ им. Н. Э. Баумана. — М., 2004. — 768 с.
7. Борисов В. И., Зинчук В. М. Помехозащищенность систем радиосвязи. Вероятностно-временной подход. — М.: РадиоСофт, 2008. — 260 с.
8. Мальцев Г. Н., Травкин В. С. Оптимальный прием сложных фазоманипулированных сигналов в спутниковых радиоканалах в условиях внутрисистемных

- структурных помех // Информационно-управляющие системы. 2006. № 5. С. 36–42.
9. Харченко А. В., Гарагуля А. С. Анализ воздействия коррелированных помех на вероятность ошибки различения сигналов // Информация и космос. 2010. № 1. С. 56–58.
  10. Харченко А. В., Назаров А. В. Первичная обработка телеметрических сигналов малых космических аппаратов средствами самоорганизующихся систем // Изв. вузов. Приборостроение. 2005. Т. 48. № 6. С. 15–20.
  11. Харченко А. В. Применение ортогональных преобразований при цифровой обработке сигналов в спутниковых радиоканалах // Информационно-управляющие системы. 2006. № 5(24). С. 6–10.
  12. Зюко А. Г., Кловский Д. Д., Назаров М. В., Финк Л. М. Теория передачи сигналов. — М.: Радио и связь, 1986. — 304 с.
  13. Вернер М. Основы кодирования. — М.: Техносфера, 2008. — 288 с.
  14. Деев В. В. Методы модуляции и кодирования в современных системах связи. — СПб.: Наука, 2007. — 267 с.
  15. Тяпичев Г. А. Спутники и цифровая радиосвязь. — М.: ТехБук, 2004. — 288 с.
  16. Леонов М. С., Архангельский В. А. Оценка помехоустойчивости космических и авиационных систем передачи информации // Электромагнитные волны и электронные системы. 2005. № 11–12. С. 74–82.

UDC 621.391

## Limits of Radio Data Transmission Noise Immunity Improvement in Digital Signal Processing with Noise Compensation

Maltsev G. N.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, georgy\_maltsev@mail.ruHarchenko A. V.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Associate Professor, shoora1@ya.ruGaragulya A. S.<sup>a</sup>, PhD, Tech., Senior Lecturer, garagulya.a@mail.ru<sup>a</sup>A. F. Mozhaysky Military Space Academy, 13, Zhdanovskaia St., 197082, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** Studying the ways to increase the noise immunity of radio information transmission systems by decorrelation and compensation of non-noise interference in digital signal processing. **Method:** Analyzing the process of receiving and processing signals when picking information symbols under interference. **Results:** A formalized description of signal reception was performed, with decorrelation and compensation of non-noise interference. Expressions were obtained which describe the equivalent signal/noise and signal/interference ratios for the case of decorrelation of mixture of white Gaussian noise and non-noise interference with full or partial redistribution of the interference energy to the energy of white Gaussian noise, while keeping the total energy of active stirring impacts; and for the case of the compensation of non-noise interference during discrete orthogonal transformations with an attenuation coefficient exceeding the attenuation of the signal component. The probabilities of erroneous reception of an information symbol were calculated, depending on the original signal/noise ratio, with different signal/interference ratios, with different correlation coefficients for the interference and signal, and with different loss factors, determining the boundaries of increasing the noise immunity for receiving information with decorrelation and compensation of non-noise interference. **Practical relevance:** The efficiency of using digital signal processing with decorrelation and compensation of non-noise interference for better immunity of radio data transmission systems was grounded, and the boundaries were determined for the noise immunity.

**Keywords** — Communication, Digital Signal Processing, Immunity, Non-Noise Interference, Decorrelation and Compensation of Interference.

## References

1. Sergienko A. B. *Tsifrovaia obrabotka signalov* [Digital Signal Processing]. Saint-Petersburg, Piter Publ., 2003. 608 p. (In Russian).
2. Umnjashkin S. V. *Teoreticheskie osnovy tsifrovoi obrabotki i predstavleniia signalov* [Theoretical Foundations of Digital Processing and Submission to the Signals]. Moscow, Izdatel'skii dom Forum Publ., 2008. 304 p. (In Russian).
3. Skljjar B. *Cifrovaja svjaz'. Teoreticheskie osnovy i prakticheskoe primenenie* [Digital Communication. Theoretical Basis and Practical Application]. Moscow, Vil'jams Publ., 2003. 1104 p. (In Russian).
4. Tuzov G. I., Sivov V. A., Prytkov V. I., et al. *Pomekhozashchishchennost' radiosistem so slozhnymi signalami* [Immunity Radio Systems With Complex Signals]. Moscow, MG TU i svjaz' Publ., 1985. 264 p. (In Russian).
5. Tuzov G. I., Uriadnikov Iu. F., Prytkov V. I., et al. *Adresnye sistemy upravleniia i sviazi. Voprosy optimizatsii* [Addressable Control and Communication Systems. Questions Optimization]. Moscow, Radio i svjaz' Publ., 1993. 384 p. (In Russian).
6. Vasin V. A., Vlasov I. B., Egorov Iu. M., et al. *Informatsionnye tekhnologii v radiotekhnicheskikh sistemakh* [Information Technology in Radio Systems]. Moscow, MG TU im. N. E. Bauman Publ., 2004. 768 p. (In Russian).
7. Borisov V. I., Zinchuk V. M. *Pomekhozashchishchennost' sistem radiosviasi. Veroiatnostno-vremennoi podkhod* [Noise Immunity Radio Systems. Probabilistic-Time Approach]. Moscow, RadioSoft Publ., 2008. 260 p. (In Russian).
8. Maltsev G. N., Travkin V. S. Optimal Reception PSK Complex Signals in Satellite Radio Channels in Terms of Intra-Structural Interference. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2006, no. 5, pp. 36–42 (In Russian).
9. Harchenko A. V., Garagulya A. S. Analysis of the Impact of Correlated Noise on the Error Probability of Distinguishing Signals. *Informatsiia i kosmos*, 2010, no. 1, pp. 56–58 (In Russian).
10. Harchenko A. V., Nazarov A. V. Initial Processing of Telemetry Signals Small Spacecraft Means of Self-Organizing Systems. *Izvestiia vuzov. Priborostroenie*, 2005, vol. 48, no. 6, pp. 15–20 (In Russian).
11. Harchenko A. V. Application of Orthogonal Transformations in a Digital Signal Processing in the Satellite Radio Channels. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2006, no. 5(24), pp. 6–10 (In Russian).
12. Ziuko A. G., Klovskaia D. D., Nazarov M. V., Fink L. M. *Teoriia peredachi signalov* [The Theory of Signaling]. Moscow, Radio i svjaz' Publ., 1986. 304 p. (In Russian).
13. Verner M. *Osnovy kodirovaniia* [The Coding Basics]. Moscow, Tekhnosfera Publ., 2008. 288 p. (In Russian).
14. Deev V. V. *Metody modulatsii i kodirovaniia v sovremennykh sistemakh sviazi* [Modulation and Coding Techniques in Modern Communication Systems]. Saint-Petersburg, Nauka Publ., 2007. 267 p. (In Russian).
15. Tiapichev G. A. *Sputniki i tsifrovaiia radiosviaz'* [Satellites and Digital Radio]. Moscow, TehBuk Publ., 2004. 288 p. (In Russian).
16. Leonov M. S., Arkhangel'skii V. A. Rating Immunity Cosmic and Aircraft Information Transfer Systems. *Elektromagnitnye volny i elektronnye sistemy*, 2005, no. 11–12, pp. 74–82 (In Russian).

УДК 615.47:612.12-07

# АДАПТИВНЫЕ АЛГОРИТМЫ ФИЛЬТРАЦИИ И ФРАГМЕНТАЦИИ ЭКГ ВЫСОКОГО ВРЕМЕННОГО РАЗРЕШЕНИЯ

## Часть 2: Синтез адаптивного алгоритма и результаты эксперимента

Э. П. Тихонов, доктор техн. наук, профессор

Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ», Санкт-Петербург, РФ

**Цель:** формулировка и решение задачи синтеза адаптивных алгоритмов фильтрации с параметрической адаптацией к фрагментам ЭКГ и их апробирование на реальных ЭКГ, измеренных с высоким временным разрешением. **Результаты:** повышение эффективности подавления помех с минимальным искажением формы фрагментов при измерении ЭКГ достигается на основе синтезированных и исследованных в статье адаптивных алгоритмов фильтрации, реализующих принцип параметрической адаптации к ее фрагментам. В качестве признака, выделяющего соответствующий фрагмент при локальной оптимизации и фильтрации ЭКГ в реальном масштабе времени, предложено использовать сочетание изменения знака дискретного приращения ЭКГ с порядковым номером его следования в наблюдаемой последовательности отсчетов ЭКГ. Для этого синтезирован адаптивный алгоритм, выявляющий порядок следования одноименных признаков, по которому устанавливается индекс признаков и идентифицируется фрагмент ЭКГ. При решении задачи на основе синтезированного адаптивного алгоритма выполняются следующие действия: обнаруживаются реперные точки для установленного перечня фрагментов; измеряются длительности фрагментов; используются измеренные реперные точки и длительности фрагмента в целях реализации параметрической адаптации при фильтрации ЭКГ и идентификации ее фрагментов. Так как предложенные адаптивные алгоритмы относятся к классу нелинейных алгоритмов, проведено исследование их сходимости на основе качественного аналитического анализа, иллюстрированного результатами имитационного моделирования по измеренной ЭКГ с высоким временным разрешением. **Практическая значимость:** аналитические исследования и эксперименты, проведенные на реальных ЭКГ, подтвердили эффективность решения проблемы их фильтрации и фрагментации в условиях воздействия помех. Благодаря этому повышается достоверность измерения ЭКГ с минимальным искажением ее фрагментов и обеспечивается адекватность постановки диагноза по электрофизиологическим показателям.

**Ключевые слова** — электрокардиограмма, адаптация, фильтрация, синтез алгоритмов, признаки фрагментов, диагностика, робастность, эксперимент.

### Введение

В соответствии с 1-й частью статьи [1] остановимся на основных моментах, связанных с фрагментацией и формированием признаков, свойственных фрагментам ЭКГ, применительно к решению задачи повышения качества ее измерения и фильтрации. Для этого рассматривается формально множество фрагментов  $\{\Phi_1, \Phi_2, \dots, \Phi_k\}$ , каждому из которых присуща выделенная совокупность признаков  $\{P_1, P_2, \dots, P_s\}$ , отличающихся видом, порядком следования и (или) значениями, т. е. количественно. Под признаком понимается определенный показатель (особенность) фрагмента. Например, одним из признаков является длительность фрагмента (зубца) ЭКГ, количественное значение которого меняется от цикла к циклу и от пациента к пациенту. Формально фрагменты можно различить только по той совокупности или множеству признаков, которое описывает выделенный фрагмент и, следовательно, принадлежит этому фрагменту. Таким образом, каждому фрагменту свойственна своя совокупность признаков, причем разные фрагменты могут содержать и совпадающие признаки, но в этом случае они различаются количественно. Поскольку априорно известен детерминированный порядок

следования фрагментов с совпадающими признаками в виде временной последовательности, то в качестве признака, выделяющего и описывающего соответствующий фрагмент, целесообразно использовать сочетание признака с порядковым номером его следования в наблюдаемой последовательности отсчетов ЭКГ. Следовательно, если построить алгоритм, выявляющий порядок следования одноименных признаков, то распознавание фрагмента осуществляется по порядковому номеру или индексу выявленных одноименных признаков в наблюдаемой последовательности отсчетов ЭКГ.

### Постановка задачи фрагментации и измерения признаков

Прежде всего, отметим, что следует различать измеренные признаки фрагмента, необходимые для обнаружения, выделения и описания положения фрагмента в ЭКГ, например, реперные точки и временные отрезки между ними, и признаки, параметры и характеристики которых связаны с выявлением и идентификацией различных патологий функционирования сердца. Первые признаки могут, например, использоваться для повышения качества фильтрации фрагментов

и, следовательно, ЭКГ в целом, вторые служат для постановки диагноза. Множество подмножеств признаков и вариации их параметров и характеристик, используемых в диагностике, должны быть намного разнообразнее и, как правило, не применяются для выделения фрагментов. Следовательно, процесс формирования признаков соответствующих фрагментов разбивается на два этапа. Первый этап необходим для формирования признаков, используемых для повышения качества измерения и фильтрации, а второй этап связан с формированием признаков в интересах проведения диагностики. В последнем случае формирование признаков может осуществляться уже по измеренной ЭКГ. Причем для диагностики множество подмножеств признаков обычно включает и те признаки, которые получены на первом этапе. В целом процесс обнаружения фрагментов, установление для них необходимых признаков, измерение их параметров и характеристик с последующей постановкой диагноза включает:

— априорное установление перечня фрагментов и совокупности признаков каждого фрагмента, необходимых для синтеза адаптивного алгоритма фильтрации ЭКГ, при котором выполняются следующие действия:

- обнаружение реперных точек для установленного перечня фрагментов;
- установление длительности фрагментов по реперным точкам;
- использование реперных точек и длительности фрагмента в целях адаптации алгоритма фильтрации ЭКГ;

— априорное установление перечня фрагментов и совокупности признаков каждого фрагмента для формирования множества подмножеств признаков, необходимых для синтеза алгоритма постановки диагноза;

— на основе выделенного множества подмножеств признаков установление альтернатив для принятия решения в целях диагностирования конкретной патологии, которое выполняется на основе:

- измерения параметров и характеристик признаков в каждом фрагменте;
- обработки результатов измерения параметров и характеристик установленного перечня признаков для каждого фрагмента в течение заданного времени измерения ЭКГ в целях осуществления диагностики;
- непосредственного альтернативного решения задачи диагностики, т. е. выбора наиболее вероятной патологии (или их совокупности) из заданного множества альтернатив.

Множество диагностирующих признаков включает в себя, как правило, вид и длительность фрагмента и, при необходимости, координаты реперных точек.

При осуществлении процедуры мониторинга ЭКГ априорно устанавливаются незначительное число фрагментов и их признаков [2]. Например, ограничиваются только обнаружением реперных точек фрагмента и измерением по ним длительности фрагмента ( $RR$ -интервала) с последующей обработкой множества одноименных фрагментов, т. е.  $RR$ -интервалов, в течение всего времени измерения ЭКГ.

При идентификации вида фрагмента и тем самым для определения для него совокупности диагностирующих признаков необходимы дополнительные измерения параметров и характеристик ЭКГ и их обработка. При этом допускается совпадение дополнительных диагностирующих признаков для каждого вида фрагмента, но, как правило, количественно они различаются.

### Метод измерения основных признаков

Пусть фрагменты  $\{\Phi_j\}$  априорно определены и, следовательно, детерминированы (что обычно и наблюдается при анализе ЭКГ). Тогда в качестве основного признака для автоматической идентификации фрагмента по одному и тому же признаку может служить номер следования фрагмента, начиная с определенной точки отсчета или начала следования последовательности фрагментов. Учитывая характер смены и вид фрагментов, выберем в качестве признака начала и конца текущего фрагмента ЭКГ смену знака ее первой производной и порядок следования этой смены, т. е. с «-» на «+» или с «+» на «-». Тогда в качестве признака для определения реперных точек фрагментов  $\{\Phi_j\}$  можно использовать смену знака производной и номера одноименной и разноименной смены знаков, начиная с начальной точки отсчета последовательности фрагментов. В этом случае в дополнение к указанным признакам требуется только один признак, необходимый для идентификации начальной точки отсчета последовательности измеряемых признаков для наблюдаемой последовательности фрагментов  $\{\Phi_j\}$ .

Для дальнейшего рассмотрения решения поставленной задачи фрагментации и измерения признаков несколько упростим задачу и сведем ее к измерению основных признаков, а именно начальных и конечных реперных точек и интервала между ними для главного фрагмента, т. е. для  $RR$ -интервала. Решение этой упрощенной задачи является ключевой, так как, во-первых, она имеет важное самостоятельное значение и, во-вторых, методически укажет подходы к решению общего случая фрагментации ЭКГ.

Для решения рассматриваемой упрощенной задачи в качестве признака начала и конца текущего фрагмента ЭКГ, например  $R$ -зубца, восполь-



зуюемся упомянутой выше сменой знака ее первой производной и порядком следования этой смены. Очевидно, что для этого необходимо построить алгоритм дополнительно к рассмотренному [1] алгоритму фильтрации, который должен отвечать следующим требованиям:

- должен быть адаптивным;
- иметь высокую помехоустойчивость, т. е. обладать робастными свойствами;
- измерять указанные признаки с достаточной для диагностики точностью.

Данную задачу целесообразно решить на основе следующего подхода. Из математического анализа известно, что производная функции  $f'(x)$  определяется как предел отношения приращения функции  $f(x+\Delta x) - f(x)$  к приращению ее аргумента, т. е.

$$f'(x) = \lim_{\Delta x \rightarrow \infty} \frac{f(x + \Delta x) - f(x)}{\Delta x}. \quad (1)$$

В цифровых электронных устройствах указанный предел в принципе не достижим ввиду конечности интервала дискретизации исходного сигнала, описываемого математически функцией  $f(x)$ . В этом случае производная (1) аппроксимируется конечной разностью. Однако погрешность аппроксимации меняется при фиксированном интервале дискретизации в зависимости от динамики сигнала  $y(t)$  и, соответственно, описывающей его функции. Поэтому в работах [3, 4] и в более ранних работах был предложен адаптивный алгоритм, который позволял бы сохранить в установленном смысле постоянство погрешности определения производной через конечную разность независимо от динамики сигнала или его спектральной функции. Особенность предложенного в работе [3] алгоритма заключается в том, что он по заданной погрешности аппроксимации первой производной в зависимости от динамики сигнала меняет кратно исходному интервалу дискретизации приращение аргумента так, что погрешность аппроксимации производной в среднем остается постоянной и равной заданной величине. Этот алгоритм можно синтезировать на основе преобразования  $S[y(n\tau)]$ , которое [1, 5] имеет вид

$$S[y(n\tau), m, T] = \frac{\Theta[y(n\tau + iT), m]}{2 \sum_{i=0}^m i^2 T}.$$

Здесь  $\Theta[y(n\tau + iT), m] = \sum_{i=-m}^m iy(n\tau + iT)$ ;  $y(n\tau)$  — результат цифрового измерения на выходе АЦП, представленного в виде дискретных значений исходного сигнала ЭКГ  $y(t)$  с помехами, причем  $y(n\tau) = x(n\tau) + g(n\tau) + \xi(n\tau)$ ,  $n = 0, 1, 2, \dots$ ,

где  $x(n\tau)$  — дискретные значения реальной или искомой ЭКГ  $x(t)$ ,  $g(n\tau)$  — сетевая помеха,  $\xi(n\tau)$  — широкополосный шум или помеха общего вида;  $\tau$  — интервал дискретизации исходного или входного сигнала  $y(t)$ ;  $T$  — временной параметр, характеризующий величину временного отклонения в операторе  $S[\dots]$  отсчетов сигнала  $y(n\tau)$  при  $i = 1, 2, \dots, m$  от точки дифференцирования  $n\tau$ ;  $m$  — число соседних точек (отсчетов сигнала) с обеих сторон относительно точки дифференцирования  $n$ .

Параметр  $T$  связан с интервалом  $\tau$  равенством  $T = p\tau$ , где  $p$  — целое число, которое может устанавливаться в пределах  $1 \leq p \leq P_0$ , причем  $P_0$  задается априорно. Для того чтобы адаптировать параметр  $T$  к свойствам составляющих  $y(n\tau)$ , введем в соответствии с работой [3] для поиска оптимального в установленном смысле значения параметра  $p \in [1, P_0]$  адаптивный алгоритм вида

$$p[(n+1)\tau] = p(n\tau) + \text{sign} \left\{ \rho \left[ \Theta[y(n\tau + T(n\tau)), m] \right] - \varepsilon_0 \rho[y(n\tau)] \right\}, \quad (2)$$

где  $p[(n+1)\tau]$  и  $p(n\tau)$  — значения искомого параметра на  $n+1$ -м и  $n$ -м тактах итерации при  $T(n\tau) = \tau p(n\tau)$ ;  $\rho[\dots]$  — априорно выбираемая функция со свойствами функции меры [3, 4];  $\varepsilon_0$  — априорно заданная величина, причем  $0 < \varepsilon_0 < 1$ .

Заметим, что в алгоритме (2) и в других подобных алгоритмах нетрудно установить правило сохранения граничных условий для искомого числа  $p(n\tau)$  в случае его достижения граничных значений 1 или  $P_0$ .

При выборе функции меры в виде  $\rho(x) = |x|$  для  $m = 1$ ,  $\rho[y(k\tau)] = R$  и  $n = 1, 2, 3, \dots$  получаем в явном виде из (2) следующий адаптивный алгоритм для оптимального определения в установленном смысле интервала  $\tau p(n\tau)$  и, следовательно, временного сдвига  $T(n\tau)$  по симметричной разности первого порядка:

$$p[(n+1)\tau] = p(n\tau) + \text{sign} \left\{ \Theta[y(n\tau + T(n\tau)), m] - \varepsilon_0 |R(n\tau)| \right\}, \quad (3)$$

где  $\Theta[y(n\tau + T(n\tau)), m] = 0,5 |y(n\tau + p(n\tau)\tau) - y(n\tau - p(n\tau)\tau)|$  при  $m = 1$  и  $T(n\tau) = p(n\tau)\tau$ .

Параметр  $R(n\tau)$  в (3) целесообразно находить, например, в соответствии с алгоритмом

$$R[(n+1)\tau] = R(n\tau) + \alpha h \{ |y(n\tau)| - |R(n\tau)| \}, \quad (4)$$

где  $h\{|y(n\tau)| - R(n\tau)\}$  — индикаторная функция, равная единице, если аргумент не отрицателен, или равная нулю в противоположном случае, а  $\alpha$  — некоторая априорно задаваемая константа в зависимости от требуемой точности определения искомого параметра. Алгоритм (4) можно

представить с использованием знаковой функции в виде

$$R[(n + 1)\tau] = R(n\tau) + \text{sign}\{1 + \text{sign}\{|y(n\tau)| - |R(n\tau)|\}\}. \quad (5)$$

Для алгоритмов (4) и (5) начальные значения, как правило, равны нулю, при этом нетрудно убедиться в том, что сходимость алгоритмов с учетом помехи обеспечивается к максимальному  $R$ -зубцу ЭКГ. Следовательно, в дальнейшем будем считать, что в алгоритме (3)  $R(n\tau) = R = \text{const}$ .

Алгоритмы (2) и (3) относятся к нелинейным адаптивным алгоритмам, исследование сходимости которых в общем случае для стационарных случайных процессов приведено в работах [3, 4]. Однако ЭКГ относится к классу квазидетерминированных сигналов с выраженными фрагментами (см., например, [1, рис. 1]). Поэтому условия сходимости алгоритмов (2) и (3) существенно меняются по сравнению со случаем, когда  $y(n\tau)$  можно рассматривать как стационарный случайный процесс. Это утверждение иллюстрирует рис. 1, на котором приведены результаты моделирования алгоритмов (3)–(5), определяющие по существу цифровое измерение  $RR$ -интервала. ЭКГ представлена со смещением в положительную область относительно нуля, так как в электрокардиографе применен однополярный АЦП.

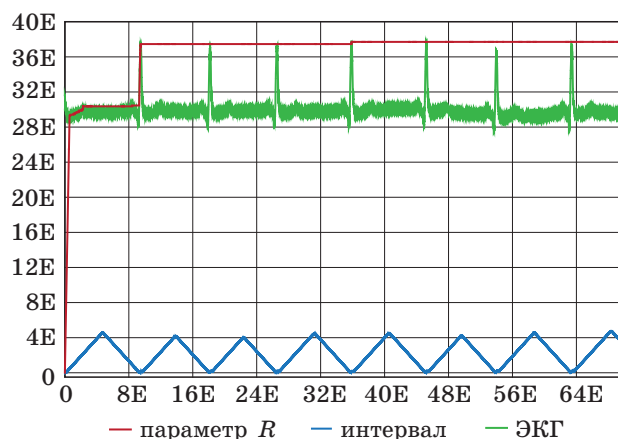
Прежде чем осуществить аналитическое исследование сходимости рассматриваемых алгоритмов, проведем для анализа сходимости алгоритма (3) следующие рассуждения, представляющие наибольший интерес для рассматриваемой задачи. Предположим, что под знаковой функцией аргумент, представленный в виде разности, положителен. Тогда знаковая функция принимает значение, равное единице, при этом искомым интервал увеличивается на единицу. В результате выполнения этого события аргумент функции  $y(n\tau + p\tau)$  на каждом такте итерации в (3) увеличивается на  $2\tau$  за счет увеличения текущего времени и числа  $p$  на единицу, тогда как аргумент функции  $y(n\tau - p\tau)$  не изменяется. Такое положение остается до тех пор, пока выполняется неравенство

$$\Theta[y(n\tau + T(n\tau)), m] < \varepsilon_0 |R(n\tau)|. \quad (6)$$

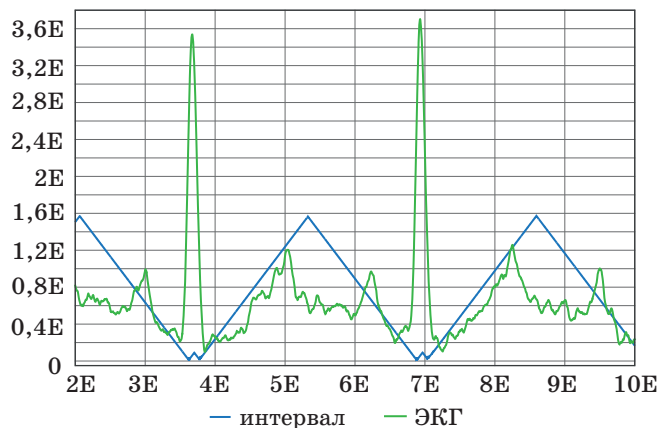
Как только неравенство (6) нарушается, так сейчас же динамика изменения аргументов указанных функций становится противоположной по знаку (см. рис. 1, 2 и 3).

Описанные свойства алгоритма (3), связанные с изменением аргументов для сигналов  $y(n\tau + p(n\tau)\tau)$  и  $y(n\tau - p(n\tau)\tau)$ , приводят к следующему:

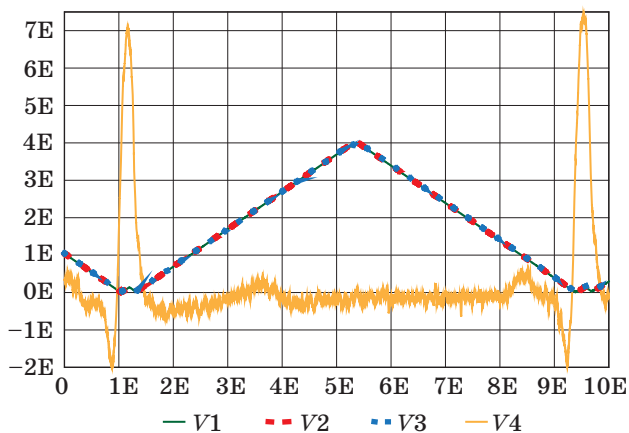
— при надлежащем выборе постоянной  $\varepsilon_0$  обеспечивается, в силу специфики формы ЭКГ, изме-



■ Рис. 1. Результаты моделирования алгоритмов (3)–(5) для ЭКГ, измеренной микропроцессорным электрокардиографом с высоким временным разрешением ( $\tau = 100$  мкс,  $E = 10^3$ )



■ Рис. 2. Результат измерения ЭКГ и  $RR$ -интервала в укрупненном масштабе без дополнительной фильтрации помех



■ Рис. 3. Результат измерения  $RR$ -интервала в укрупненном масштабе ЭКГ при изменении произведения  $\varepsilon_0 R$ , равного 1400, 1500, 1600 для графиков  $V1$ ,  $V2$ ,  $V3$  соответственно; график  $V4$  соответствует исходной ЭКГ

нение числа  $p$  в зависимости от числа тактов итерации в пределах  $RR$ -интервала, по крайней мере в среднем, в соответствии с линейной функцией;

— максимум линейно изменяющейся функции достигается в средней точке  $RR$ , т. е. в середине между  $R$ -зубцами ЭКГ;

— обеспечивается высокая робастность (устойчивость работы) алгоритма или, иначе, слабая чувствительность к помехам, воздействующим на сигнал ЭКГ, к параметрам  $\varepsilon_0$  и  $R$  (см. рис. 3), а также к пределам изменения, т. е. к вариации,  $RR$ -интервала.

Рассмотренные свойства алгоритма (3) следуют также из качественно-аналитического исследования алгоритма (3). Прежде чем перейти к этому исследованию, заметим, что каждому из фрагментов ЭКГ соответствует свой локальный амплитудно-частотный спектр. Кроме  $QRS$ -комплекса и, в меньшей степени, для  $P$ - и  $T$ -зубцов ЭКГ, помеха имеет наибольшую по мощности составляющую спектра в области, примыкающей к верхней граничной частоте среза спектральной функции ЭКГ.

Учитывая квазидетерминированные свойства ЭКГ,  $y(t)$  можно представить в виде суммы  $y(t) = \gamma(t) + x(t)$ , в которой искомую составляющую  $x(t)$  целесообразно определить как изменяющееся во времени математическое ожидание для помехи  $\gamma(t)$ . С учетом этого допущения для дальнейшего исследования в соответствии с подходом, рассмотренным, например, в работе [3], усредним правую и левую части алгоритма по случайной величине  $\gamma(t)$ :

$$M\{[p(n+1)\tau]\} = M\{p(n\tau) + \text{sign}\{\Theta[y(n\tau + T(n\tau)), m] - \varepsilon_0 | R|\}\}, \quad (7)$$

где  $M\{\dots\}$  — оператор усреднения по случайной величине  $\gamma(t)$ .

Абсолютная величина  $|R|$  после первого же цикла ЭКГ в соответствии с алгоритмом (4) устанавливается равной постоянной величине  $|R|$ , которая на следующем цикле ЭКГ может корректироваться только в большую сторону (см. рис. 1).

Разность для сигнала  $y(t)$  в (3) и (6), используя линейное приближение, для дальнейшего анализа целесообразно представить в виде

$$0,5|y(n\tau + p(n\tau)\tau) - y(n\tau - p(n\tau)\tau)| \approx \approx \|\gamma'(n\tau) + x'(n\tau)\|p(n\tau)\tau.$$

С учетом сделанных замечаний математическое ожидание от знаковой функции определяется в соответствии с равенством

$$M\{\text{sign}\{\Theta[y(n\tau + T(n\tau)), m] - \varepsilon_0 | R|\}\} \approx \approx 1 - 2F_{|\gamma'(t)|_{p\tau}}[\Delta\chi(n\tau)] \text{ для } m = 1,$$

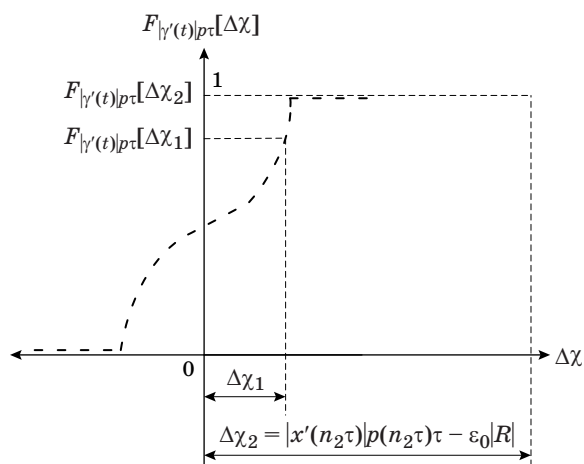
где  $\Delta\chi(n\tau) = [|x'(n\tau)|p(n\tau)\tau - \varepsilon_0 | R|]$  — аргумент функции распределения вероятностей для абсолютной величины производной суммарной помехи  $\gamma(t)$ .

На основе очевидного свойства знаковой функции, для которой выполняется равенство  $\text{sign}\{p\tau\} = \text{sign}\{p\}$  при  $\tau > 0$ , алгоритм (7) преобразуется к следующему эквивалентному, в установленном смысле, виду:

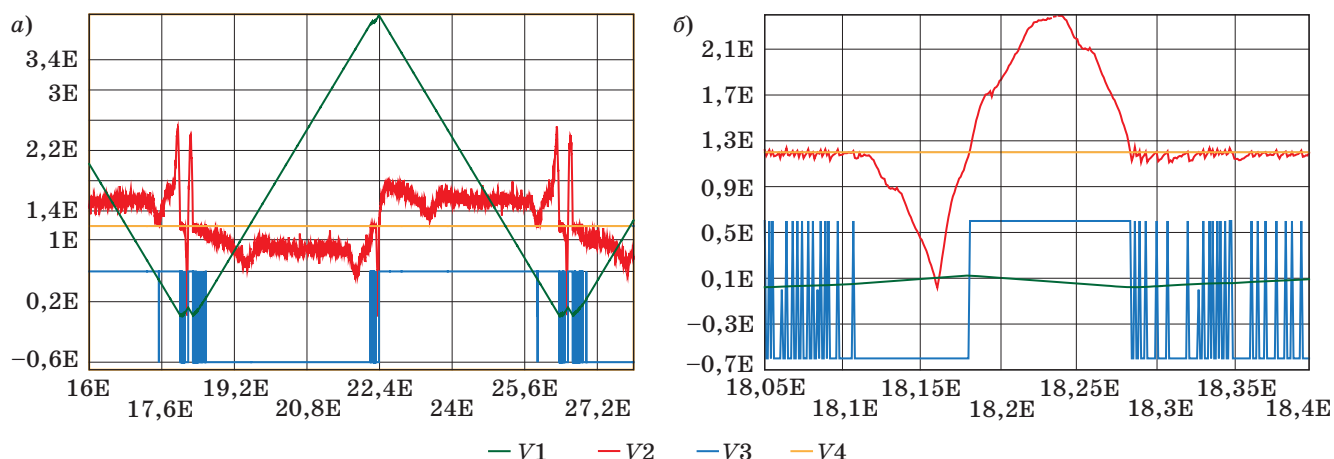
$$\bar{p}[(n+1)\tau] = \bar{p}(n\tau) - \{1 - 2F_{|\gamma'(t)|_{p\tau}}[\Delta\chi(n\tau)]\}. \quad (8)$$

Разность  $\Delta\chi(n\tau)$ , определяющая аргумент функции распределения вероятностей, меняется в зависимости от изменения фрагментов ЭКГ с ростом  $n\tau$  (см., например, рис. 1 в работе [1]) в пределах цикла. Для того чтобы представить динамику алгоритма (8), рассмотрим рис. 4.

Из рис. 4 следует, что в зависимости от того, превышает или не превышает разность  $\Delta\chi(n\tau)$  диапазон изменения помехи  $|\gamma'(n\tau)|p(n\tau)\tau$  настолько, что функция распределения помехи равна либо единице, либо нулю, значение  $p(n\tau)$  увеличивается или уменьшается на единицу с вероятностью единица. Если это условие не выполняется, то значение  $p(n\tau)$  увеличивается или уменьшается в среднем на величину, меньшую единицы, а это значит, что в итерационном алгоритме (3) величина  $p(n\tau)$  не возрастает и не убывает. В этом случае знаковая функция попеременно с соответствующей вероятностью принимает значение, равное либо единице, либо нулю (рис. 5, а и б). Вероятность соответствующего события резко возрастает, когда искомая составляющая  $x(t)$  измеряемой ЭКГ меняет знак в экстремальных точках и точках перегиба, что и затрудняет их обнаружение по динамике значения  $p(n\tau)$ .



■ Рис. 4. Функция распределения  $F_{|\gamma'(t)|_{p\tau}}[\Delta\chi(n\tau)]$  абсолютного значения производной от суммарной помехи  $\gamma(t)$  ЭКГ



■ **Рис. 5.** Возможные варианты изменения знаковой функции в соответствии с алгоритмом (2): *a* — общий вид; *б* — первый *R*-зубец в увеличенном масштабе

На рис. 5 введены следующие обозначения графиков:

- V1 — динамика изменения *RR*-интервала;
- V2 — изменение с ростом *n* разности

$$\Theta[y(n\tau + T(n\tau)), m] =$$

$$= 0,5|y(n\tau + p(n\tau)\tau) - y(n\tau - p(n\tau)\tau)| \text{ для } m = 1,$$

определяющей аргумент знаковой функции в алгоритме (3);

V3 — скачкообразное изменение знаковой функции в алгоритме (3), причем для наглядности иллюстрации единичный скачок знаковой функции в положительную и отрицательную область умножен на 600;

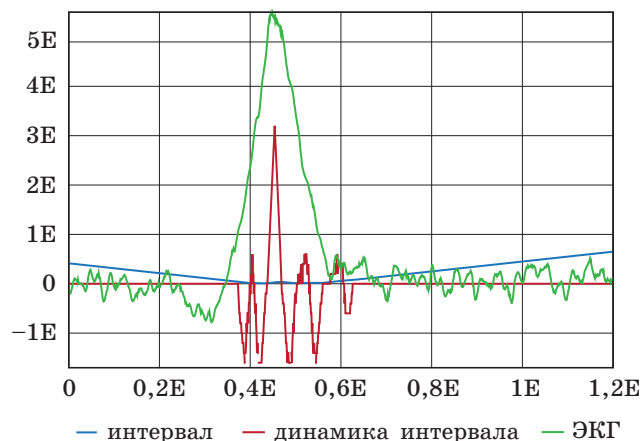
V4 — уровень, определяющий в алгоритме (3) произведение  $\varepsilon_0|R(n\tau)$ .

Заметим, что алгоритм (3) по существу реализует триггерный режим работы, попеременно переходя от положительной к отрицательной обратной связи.

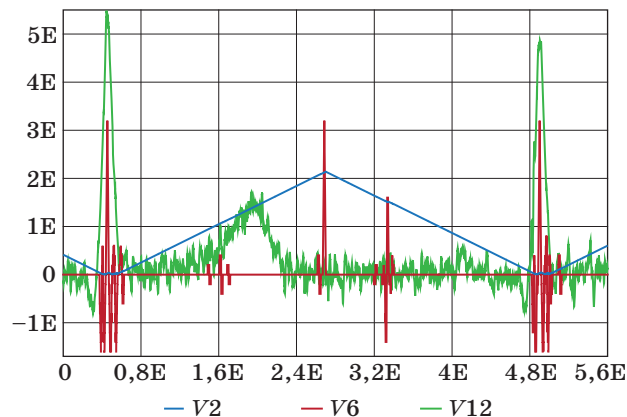
На рис. 5, б виден скачок разрыва первой производной ЭКГ для максимума *R*-зубца, который совпадает с локальным максимумом *R* и изменением значения знаковой функции, поэтому реперные точки целесообразно устанавливать в экстремумах и, при необходимости получения дополнительной информации, в точках перегиба ЭКГ. В последнем случае для повышения достоверности измерения координат реперных точек следует принять во внимание тот факт, что знаковая функция принимает значения +1 либо -1. Благодаря этому свойству для нахождения экстремальных точек и точек перегиба ЭКГ с вероятностью, близкой к единице, в условиях воздействия помех достаточно применить к  $p[(n+1)\tau]$  в алгоритме (3) оператор суммирования с четным числом слагаемых *K*, т. е. в виде

$$D(n) = \sum_{i=-K/2}^{K/2} p[(n+i)\tau], \quad n = 1, 2, 3, \dots \quad (9)$$

Результаты применения оператора (9) для выделения реперных точек проиллюстрированы на рис. 6 и 7.



■ **Рис. 6.** Применение оператора скользящего усреднения для выделения реперных точек (максимума *R*-зубца ЭКГ)



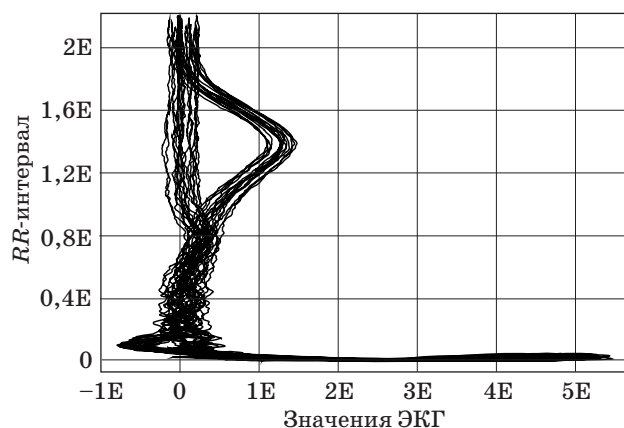
■ **Рис. 7.** Фиксация реперных точек V6 в соответствии с оператором (9) в пределах *RR*-интервала, которому соответствует график V6, для ЭКГ V12

Равенство (9) представляет собой оператор скользящего усреднения для знаковой функции, что приводит к многократному усилению показателя, соответствующего экстремуму функции, а при необходимости — и точки перегиба.

Точность определения реперных точек ЭКГ предложенным методом с учетом измерения ЭКГ с высоким временным разрешением позволяет говорить об их измерении с достаточно высокой точностью или малой погрешностью (долей процентов) благодаря тому, что слагаемые в операторе (9) изменяются нормированно, т. е. на единицу. Следует заметить, что снижение погрешности измерения реперных точек зависит также от установленного числа слагаемых  $K$  в (9). При этом, как следует из рис. 7, значение оператора (9) для экстремальных точек соответствующих функций стабильно, что и позволяет находить положение экстремальных или реперных точек ЭКГ за счет выполнения сравнения полученного результата суммирования  $D(n)$  с заданным порогом. Величина этого порога априорно устанавливается в (9) по числу слагаемых  $K$ . В зависимости от того, какие из трех условий выполняются с установленным допуском для значений оператора  $D(n)$ :  $D(n) = 0$ ,  $D(n) > 0$  и  $D(n) < 0$  — принимается решение о наличии либо точки экстремума, либо соответствующей точки перегиба ЭКГ в условиях воздействия помех с минимальным искажением динамических свойств искомой составляющей  $x(t)$  измеряемой ЭКГ (см. рис. 5, б). Заметим, что для определения реперных точек ЭКГ возможны и другие алгоритмы.

В заключение целесообразно привести пример использования алгоритма (2) для сжатого представления ЭКГ в целях диагностики (рис. 8).

График иллюстрирует динамику ЭКГ в сжатом виде в пределах  $RR$ -интервала по его реперным точкам от минимального значения до величины, равной половине  $RR$ -интервала. График напоминает летящего лебедя, и его конфигурация меняется в случае возникновения той или иной патологии в ЭКГ. Благодаря такому сжато-



■ Рис. 8. График «летающий лебедь», характеризующий динамическую связь между отфильтрованными значениями ЭКГ сигнала и  $RR$ -интервалами

му представлению ЭКГ в указанных системах координат на экране монитора электрокардиографа в укрупненном масштабе можно получить информацию о поведении ЭКГ пациента в пределах длительного наблюдения, значительно превышающего длительность графика ЭКГ, представленного в виде прямой зависимости от времени, как это делается в традиционных электрокардиографах (см. рис. 1).

### Заключение

Таким образом, результаты аналитических исследований и моделирования на реальных ЭКГ, измеренных с высоким временным разрешением, подтвердили эффективность решения проблемы адаптивной к фрагментам ЭКГ цифровой фильтрации в целях диагностики по электрофизиологическим показателям. Благодаря этому существенно снижаются требования к аналоговым схемотехническим способам борьбы с помехами, т. е. создаются предпосылки для полного перехода к цифровым методам измерения и фильтрации ЭКГ.

### Литература

1. Тихонов Э. П. Вероятностные адаптивные алгоритмы дискретного представления аналоговых сигналов. Ч. 1: Исследование свойств // Информационно-управляющие системы. 2011. № 2. С. 8–15.
2. Дабровски А., Дабровски Б., Пиотрович Р. Суточное мониторирование ЭКГ / пер. с англ. Н. В. Корнеева, Н. Н. Грабко, С. Д. Банникова. — М.: Медпрактика, 2000. — 208 с.
3. Тихонов Э. П. Вероятностные адаптивные алгоритмы дискретного представления аналоговых сигна-

лов. Ч. 2: Сравнительный анализ и численные данные // Информационно-управляющие системы. 2011. № 3. С. 9–14.

4. Тихонов Э. П. Адаптивные измерительные алгоритмы для решения задач медицинской диагностики в условиях воздействия помех // Вестник Северо-Западного отделения Метрологической академии. 2000. Вып. 7. С. 30–38.
5. Ланцош К. Практические методы прикладного анализа: справочное руководство / пер. с англ. М. З. Кайнера под ред. А. М. Лопшица. — М.: Физматлит, 1961. — 524 с.

UDC 615.47:612.12-07

**Adaptive Filtering/Fragmentation Algorithms for Electrocardiograms of High Temporal Resolution. Part II. Adaptive Algorithm Synthesis and Experimental Results**Tichonov E. P.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, edikleiti@yandex.ru<sup>a</sup>Saint-Petersburg Electrotechnical University «LETI», 5, Professora Popova St., 197376, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** Solving the problem of synthesizing adaptive filtering algorithms with parametrical adaptation for fragments of electrocardiograms (ECG) and their approbation on real ECGs measured with high temporal resolution. **Results:** According to part I of the article, adaptive filtering algorithms are based on the principle of parametric adaptation to ECG fragments through which the local optimization of ECG measurement is implemented in real time under interference. A criterion is suggested for choosing such a fragment during the local optimization, which is the combination of a sign change of the ECG discrete increment and the number of this change in the ECG sequence. For this, an adaptive algorithm was synthesized, which identifies the sequence of same-type features, by which the criteria index is set up and a fragment of the ECG is identified. On basis of the synthesized adaptive algorithm, the following actions are performed: reference points are detected for the defined list of the fragments; fragment durations are measured; the measured reference points and fragment durations are used in parametric adaptation for ECG filtering and the identification of its fragments. As the proposed adaptive algorithms are nonlinear, a research of their convergence was conducted on the basis of qualitative analytical analysis illustrated by the results of simulation modeling on a really measured ECG with high temporal resolution. **Practical relevance:** The analytical studies and experiments on real ECGs confirmed the efficiency of solving the problem of their adaptive filtering and diagnostics of electrophysiology indicators during the transition to digital methods of filtration. This significantly reduces the requirements to the analog noise suppression methods.

**Keywords** — ECG, Adaptation, Filtering, Synthesis Algorithms, Signs, Fragments, Diagnostics, Robustness, Experiment.

**References**

1. Tichonov E. P. Probabilistic Adaptive Algorithms for Discrete Representation of Analog Signals. Part I. Examination of Properties. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2011, no. 2, pp. 8–15 (In Russian).
2. Dabrowski A., Dabrowski B., Piotrowicz R. *Elektrokardiografia Holterowska*. Warszawa, Oxford Polska, 1999. 208 p.
3. Tichonov E. P. Probabilistic Adaptive Algorithms for Discrete Representation of Analog Signals. Part II. Comparative Analysis. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2011, no. 3, pp. 9–14 (In Russian).
4. Tichonov E. P. Adaptive Measurement Algorithms for Solving Problems of Medical Diagnosis in Terms of Interference. *Vestnik Severo-Zapadnogo otdeleniia Metrologicheskoi akademii*, 2007, vol. 7, pp. 30–38 (In Russian).
5. Lanczos Cornelius. *Applied Analysis*. Prentice hall, Inc., 1956. 524 p.

**АНДРЕЕВ**  
**Андрей**  
**Васильевич**



Аспирант кафедры вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 2011 году окончил магистратуру Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения по специальности «Информатика и вычислительная техника». Является автором четырех научных публикаций. Область научных интересов — службы каталогов, свободное программное обеспечение, теория множеств, теория графов, операционные системы. Эл. адрес: aathexf@gmail.com

**БАЛОНИН**  
**Николай**  
**Алексеевич**



Профессор кафедры вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1982 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина) по специальности «Автоматика и телемеханика». В 2008 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 80 научных публикаций, в том числе трех монографий. Область научных интересов — теория динамических систем, теория идентификации, теория операторов, теория матриц, вычислительные методы, интернет-робототехника, интернет-книги с исполняемыми алгоритмами, научные социальные сети. Эл. адрес: korbendfs@mail.ru

**БЕНДЕРСКАЯ**  
**Елена**  
**Николаевна**



Доцент кафедры компьютерных систем и программных технологий Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. В 1993 году окончила Ленинградский политехнический институт по специальности «Вычислительные машины, комплексы, системы и сети». В 1996 году защитила диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 98 научных публикаций. Область научных интересов — мягкие вычисления и нейронные сети, распознавание образов и обработка изображений, нелинейная динамика и теория хаоса, самоорганизация интеллектуальных систем. Эл. адрес: helen.bend@gmail.com

**БЕРЕЗИН**  
**Андрей**  
**Николаевич**



Аспирант кафедры автоматизированных систем обработки информации и управления Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ». В 2012 году окончил Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» по специальности «Компьютерная безопасность». Является автором 15 научных публикаций и двух патентов на изобретение. Область научных интересов — криптография, алгоритмы шифрования, протоколы электронной цифровой подписи, схемы открытого распределения ключей, компьютерная безопасность. Эл. адрес: a.n.berezin.ru@gmail.com

**ВАТАМАНЮК**  
**Ирина**  
**Валерьевна**



Студентка Института инновационных технологий в электромеханике и энергетике Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Область научных интересов — цифровая обработка изображений, системы компьютерного зрения. Эл. адрес: motea@mail.ru

**ВЕСЕЛОВ**  
**Антон**  
**Игоревич**



Ассистент кафедры инфокоммуникационных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 2009 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Автоматизированные системы обработки информации и управления». Является автором 21 научной публикации и восьми патентов на изобретения. Область научных интересов — теория информации, цифровая обработка изображений, распределенное кодирование источников, теория принятия решений. Эл. адрес: anton.veselov@gmail.com

**ГАРАГУЛЯ  
Александр  
Степанович**



Старший преподаватель кафедры космических радиотехнических систем Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург. В 2003 году окончил Военно-космическую академию им. А. Ф. Можайского по специальности «Радиоэлектронные системы». В 2011 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 20 научных публикаций. Область научных интересов — цифровая обработка сигналов, космические радиотехнические комплексы управления, сбора и передачи информации, методы и технологии управления космическими аппаратами. Эл. адрес: garagulya.a@mail.ru

**ЕФИМОВ  
Александр  
Андреевич**



Профессор кафедры управления в технических системах Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1972 году окончил с отличием Томский политехнический институт по специальности «Электрооборудование летательных аппаратов». В 2002 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором 200 научных публикаций, в том числе трех монографий и трех патентов на изобретения. Область научных интересов — электропривод и силовая электроника. Эл. адрес: efa33@aanet.ru

**ЖАРИНОВ  
Олег  
Олегович**



Доцент кафедры моделирования вычислительных и электронных систем, заместитель директора Института вычислительных систем и программирования Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1996 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Радиоэлектронные системы». В 2003 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 35 научных публикаций. Область научных интересов — теория систем, теория обработки сигналов, цифровые вычислительные системы. Эл. адрес: zharinov73@hotmail.ru

**ГИЛЬМУТДИНОВ  
Марат  
Равилевич**



Доцент кафедры инфокоммуникационных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1998 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Автоматизированные системы управления». В 2002 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 20 научных публикаций и десяти патентов на изобретения. Область научных интересов — теория информации (кодирование источников), методы цифровой обработки изображений и видеоданных, методы передачи видеoinформации. Эл. адрес: mgilmutdinov@gmail.com

**ЖАРИНОВ  
Игорь  
Олегович**



Заведующий кафедрой машинного проектирования бортовой электронно-вычислительной аппаратуры Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики, руководитель учебно-научного центра ФГУП «Санкт-Петербургское ОКБ «Электроавтоматика» им. П. А. Ефимова». В 2000 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. В 2011 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 100 научных публикаций. Область научных интересов — проектирование бортовой вычислительной техники. Эл. адрес: igor\_rabota@pisem.net

**ИВАНОВ  
Юрий  
Павлович**



Доцент кафедры аэрокосмических измерительно-вычислительных комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1959 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина) по специальности «Радиотехника». В 1970 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 79 научных и учебно-методических публикаций, пяти авторских свидетельств на изобретения и на регистрацию программ для ЭВМ. Область научных интересов — спектрально-марковская методология обработки сигналов, системы контроля приборных комплексов, синтез информационно-измерительных систем в условиях априорной неопределенности. Эл. адрес: upi@mail.ru



**КАРИН**  
**Сергей**  
**Александрович**



Заместитель начальника кафедры оптико-электронных средств Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург.

Является автором 14 научных публикаций и пяти авторских свидетельств на программы для ЭВМ.

Область научных интересов — методы объектно-ориентированного анализа и проектирования для систем контроля и управления, геоинформационные системы и системы дистанционного зондирования Земли, технологии моделирования и представления знаний UML и XML и др.

Эл. адрес:  
Sergey.Karin@gmail.com

**КОЗИОНОВ**  
**Алексей**  
**Петрович**



Инженер исследования и разработки отдела корпоративных технологий ООО «Сименс», группы бизнес-аналитики и мониторинга состояний, Санкт-Петербург, аспирант кафедры аэрокосмических измерительно-вычислительных комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 2012 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Приборостроение».

Является автором 18 научных публикаций и трех патентов на изобретения.

Область научных интересов — машинное обучение, искусственный интеллект, обработка сигналов.

Эл. адрес:  
alexey.kozionov@siemens.com

**КОЛБАНЕВ**  
**Михаил**  
**Олегович**



Профессор кафедры прикладных информационных технологий Санкт-Петербургского государственного университета сервиса и экономики. Мастер связи. В 1977 году окончил Ленинградский электротехнический институт связи им. проф. М. А. Бонч-Бруевича по специальности «Автоматическая электросвязь».

В 2004 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 150 научных публикаций.

Область научных интересов — моделирование информационных систем.

Эл. адрес: mokolbanev@mail.ru

**КОСТИШИН**  
**Максим**  
**Олегович**



Аспирант, ассистент кафедры систем управления и информатики Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики, инженер ФГУП «Санкт-Петербургское ОКБ «Электроавтоматика» им. П. А. Ефимова».

В 2012 году окончил Санкт-Петербургский национальный исследовательский университет информационных технологий, механики и оптики по специальности «Управление и информатика в технических системах».

Является автором 11 научных публикаций.

Область научных интересов — геоинформационные системы, системы индикации авионики.

Эл. адрес:  
maksim@kostishin.com

**КОСУЛИН**  
**Владимир**  
**Дмитриевич**



Доцент кафедры управления в технических системах Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1973 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Электрические машины».

В 1980 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 46 научных публикаций и 19 патентов на изобретения.

Область научных интересов — силовая электроника, вентильный электропривод и транспортная энергетика.

Эл. адрес: vdk.spb@mail.ru

**КРУК**  
**Евгений**  
**Аврамович**



Профессор, директор Института информационных систем и защиты информации, заведующий кафедрой безопасности информационных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, заслуженный деятель науки РФ, лауреат премии Правительств Санкт-Петербурга. В 1974 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Автоматические системы управления».

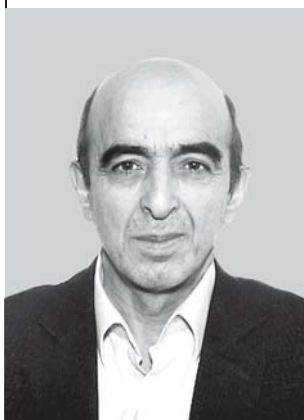
В 1999 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 120 научных публикаций.

Область научных интересов — теория кодирования, криптография.

Эл. адрес: ekrouk@vu.spb.ru

**КУРБАНОВ**  
**Вугар**  
**Гариб оглы**



Старший научный сотрудник лаборатории методов и средств автоматизации Института проблем машиноведения РАН, Санкт-Петербург.

В 1976 году окончил Азербайджанский государственный университет им. С. М. Кирова по специальности «Прикладная математика».

В 1983 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук.

Является автором 50 научных публикаций.

Область научных интересов — математическое моделирование процессов управления, методы логического анализа систем, логико-вероятностные методы.

Эл. адрес: vugar\_borchali@yahoo.com

**МАЛЬЦЕВ**  
**Георгий**  
**Николаевич**



Профессор кафедры космических радиотехнических систем Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург, заслуженный деятель науки РФ, действительный член Академии космонавтики им. К. Э. Циолковского.

В 1980 году окончил Военный инженерный Краснознаменный институт им. А. Ф. Можайского.

В 1994 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 250 научных публикаций и 26 патентов на изобретения.

Область научных интересов — обработка сигналов в радиотехнических и оптико-электронных информационных системах и др.

Эл. адрес: georgy\_maltsev@mail.ru

**МЕЛЬНИКОВ**  
**Сергей**  
**Юрьевич**



Доцент кафедры управления в технических системах Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1984 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Электрические машины».

В 1994 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Является автором 22 научных публикаций и пяти патентов на изобретения.

Область научных интересов — силовая электроника, шаговые электродвигатели, диагностика мехатронных систем.

Эл. адрес: sburime@mail.ru

**КУРМАЕВ**  
**Илья**  
**Ростомович**



Аспирант кафедры вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 2006 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Информатика и вычислительная техника».

Является автором семи научных публикаций.

Область научных интересов — идентификация и компьютерное моделирование динамических систем.

Эл. адрес: leebowyer@mail.ru

**МАРАХОВСКИЙ**  
**Вячеслав**  
**Борисович**



Профессор кафедры компьютерных систем и программных технологий Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. Награжден благодарностью Президиума АН СССР и медалями «Изобретатель СССР» и «Ветеран труда».

В 1963 году окончил Ленинградский политехнический институт по специальности «Автоматика и телемеханика».

В 1992 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 240 научных публикаций, в том числе четырех монографий и около 80 изобретений.

Область научных интересов — логическое проектирование устройств, прикладная теория автоматов, проектирование асинхронных устройств и др.

Эл. адрес: vbmarak@gmail.com

**МИРОНОВСКИЙ**  
**Леонид**  
**Алексеевич**



Профессор кафедры вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. Действительный член Академии навигации и управления движением, заслуженный работник высшей школы.

В 1962 году окончил Ленинградский политехнический институт по специальности «Инженер-электrofизик».

В 1981 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 170 научных публикаций, соавтором пяти учебников и монографий, автором более 50 изобретений.

Область научных интересов — техническая диагностика и компьютерное моделирование динамических систем.

Эл. адрес: mir@aanet.ru

**МОЛДОВЯН**  
**Александр**  
**Андреевич**



Заместитель директора по информационной безопасности, научный руководитель отдела проблем информационной безопасности Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации РАН.

В 1974 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина) по специальности «Автоматизированные системы управления». В 2005 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 200 научных публикаций и более 50 патентов на изобретения. Область научных интересов — информационная безопасность, криптография, электронная цифровая подпись, криптографические протоколы, блочные шифры.  
Эл. адрес: maa1305@yandex.ru

**МОХОВ**  
**Илья**  
**Игоревич**



Эксперт-исследователь отдела корпоративных технологий ООО «Сименс», группы бизнес-аналитики и мониторинга состояний, Санкт-Петербург.

В 2005 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет по специальности «Прикладная математика и физика», в 2006 — Университет Йонсуу по специальности «Вычислительные науки», Йонсуу, Финляндия. Является автором 20 научных публикаций. Область научных интересов — машинное обучение, искусственный интеллект, обработка сигналов.  
Эл. адрес: [ilya.mokhov@siemens.com](mailto:ilya.mokhov@siemens.com)

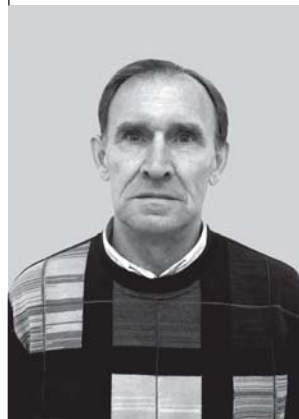
**МУРОМЦЕВ**  
**Дмитрий**  
**Юрьевич**



Профессор, заведующий кафедрой конструирования радиоэлектронных и микропроцессорных систем Тамбовского государственного технического университета.

В 1996 году окончил Тамбовский государственный технический университет по специальности «Автоматизация технологических процессов и производств». В 2005 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 140 научных публикаций и девяти патентов на изобретения. Область научных интересов — анализ и синтез сложных систем на множестве состояний функционирования, управление сложными динамическими объектами.  
Эл. адрес: [crems@crems.jesby.tstu.ru](mailto:crems@crems.jesby.tstu.ru)

**ПОГОНИН**  
**Василий**  
**Александрович**



Профессор кафедры информационных процессов и управления Тамбовского государственного технического университета, почетный работник высшего профессионального образования РФ. В 1970 году окончил Воронежский политехнический институт по специальности «Автоматика и телемеханика».

В 2002 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором 80 научных публикаций и семи патентов на изобретения. Область научных интересов — теория управления, методы моделирования процессов и систем, робототехника.  
Эл. адрес: [pogvas@inbox.ru](mailto:pogvas@inbox.ru)

**ПРОХОРОВА**  
**Вероника**  
**Борисовна**



Заместитель директора Института информационных технологий в образовании Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1986 году окончила факультет систем управления Ленинградского института авиационного приборостроения по специальности «Автоматизированные системы управления». Является автором 16 научных публикаций. Область научных интересов — телекоммуникационные технологии, информационная безопасность.  
Эл. адрес: [vb@vu.spb.ru](mailto:vb@vu.spb.ru)

**ПЯЙТ**  
**Александр**  
**Леонидович**



Ведущий инженер исследования и разработки отдела корпоративных технологий ООО «Сименс», группы бизнес-аналитики и мониторинга состояний, Санкт-Петербург, аспирант кафедры вычислительных наук Университета Амстердама, Нидерланды.

Награжден медалью и дипломом Министерства образования Российской Федерации. В 2009 году окончил Санкт-Петербургский государственный политехнический университет по специальности «Вычислительные комплексы, машины, системы и сети». Является автором 20 научных публикаций. Область научных интересов — машинное обучение, искусственный интеллект, обработка сигналов.  
Эл. адрес: [alexander.pyayt@siemens.com](mailto:alexander.pyayt@siemens.com)

**РОНЖИН**  
**Андрей**  
**Леонидович**



Профессор кафедры нейрoinформатики и робототехники Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, заместитель директора по научной работе Санкт-Петербургского института информатики и автоматизации РАН. В 1999 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Автоматизированные системы обработки информации и управления». В 2010 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором 250 научных публикаций. Область научных интересов — разработка речевых и многомодальных интерфейсов. Эл. адрес: ronzhin@iias.spb.su

**СЕБЕРРИ**  
**Дженнифер**  
**Рома**



Гражданка Австралии. Профессор, директор Центра компьютерных исследований безопасности Австралийского государственного университета Волонгонг (Wollongong), основатель школы криптографии Австралии. В 1966 году получила степень бакалавра в университете Нового Южного Уэльса, в 1969 году — магистра естественных наук в университете Ла Троб, Австралия. В 1971 году защитила диссертацию на соискание ученой степени доктора наук (PhD). Является автором более 450 научных публикаций и шести монографий. Область научных интересов — дискретная математика, комбинаторика, матрицы Адамара, безопасные криптоалгоритмы, передача информации. Эл. адрес: jennie@uow.edu.au

**ТИХОНОВ**  
**Эдуард**  
**Прокофьевич**



Профессор кафедры биомедицинской электроники и охраны среды Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ», член-корреспондент Метрологической академии. В 1963 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Радиоэлектронные устройства». В 2009 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 190 научных публикаций, в том числе более 60 авторских свидетельств и патентов на изобретения. Область научных интересов — кибернетика, информатика, моделирование, информационно-измерительные системы, биомедицинская инженерия. Эл. адрес: edikleti@yandex.ru

**РЫЖКОВ**  
**Алексей**  
**Викторович**



Аспирант кафедры автоматизированных систем обработки информации и управления Санкт-Петербургского государственного электротехнического университета «ЛЭТИ». В 2012 году окончил Санкт-Петербургский государственный электротехнический университет «ЛЭТИ» по специальности «Компьютерная безопасность». Является автором шести научных публикаций. Область научных интересов — криптография, алгоритмы шифрования, протоколы электронной цифровой подписи, схемы открытого распределения ключей, компьютерная безопасность. Эл. адрес: ryzhkov.alex@gmail.com

**ТАТАРНИКОВА**  
**Татьяна**  
**Михайловна**



Профессор кафедры безопасности информационных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1993 году окончила Восточно-Сибирский технологический институт по специальности «Электронно-вычислительные машины, комплексы, системы и сети». В 2007 году защитила диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 100 научных публикаций. Область научных интересов — инфокоммуникации, взаимодействия неоднородных сетей. Эл. адрес: tm-tatarn@yandex.ru

**ТОЛСТОВ**  
**Александр**  
**Александрович**



Аспирант кафедры компьютерных систем и программных технологий Санкт-Петербургского государственного политехнического университета. В 2010 году окончил Вологодский государственный технический университет по специальности «Программное обеспечение вычислительной техники и автоматизированных систем». Является автором двух научных публикаций. Область научных интересов — нейронные сети, алгоритмы компьютерного зрения, высокопроизводительные вычисления. Эл. адрес: gm.alexst@gmail.com

**ФРИДМАН  
Александр  
Яковлевич**

Профессор, ведущий научный сотрудник лаборатории информационных технологий управления промышленно-природными системами Института информатики и математического моделирования Кольского научного центра РАН, Апатиты. В 1975 году окончил Ленинградский электротехнический институт им. В. И. Ульянова (Ленина). В 2001 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором 230 научных публикаций, в том числе трех монографий, 22 учебных пособий и 16 изобретений. Область научных интересов — моделирование комплексных технологий и их воздействия на окружающую среду, прикладные интеллектуализированные системы. Эл. адрес: fridman@iimm.kolasc.net.ru

**ХАРЧЕНКО  
Александр  
Викторович**

Доцент, начальник кафедры космических радиотехнических систем Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург. В 1987 году окончил Военный инженерный Краснознаменный институт им. А. Ф. Можайского по специальности «Радиоэлектронные системы». В 2013 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 100 научных публикаций. Область научных интересов — цифровая обработка сигналов, космические радиотехнические комплексы управления, сбора и передачи информации, методы борьбы с помехами. Эл. адрес: shoora1@ya.ru

**ПАМЯТКА ДЛЯ АВТОРОВ**

*Поступающие в редакцию статьи проходят обязательное рецензирование.*

При наличии положительной рецензии статья рассматривается редакционной коллегией. Принятая в печать статья направляется автору для согласования редакторских правок. После согласования автор представляет в редакцию окончательный вариант текста статьи.

Процедуры согласования текста статьи могут осуществляться как непосредственно в редакции, так и по e-mail (ius.spb@gmail.com).

При отклонении статьи редакция представляет автору мотивированное заключение и рецензию, при необходимости доработать статью — рецензию. Рукописи не возвращаются.

*Редакция журнала напоминает, что ответственность за достоверность и точность рекламных материалов несут рекламодатели.*

## Уважаемые авторы!

**При подготовке рукописей статей необходимо руководствоваться следующими рекомендациями.**

Статьи должны содержать изложение новых научных результатов. Название статьи должно быть кратким, но информативным. В названии недопустимо использование сокращений, кроме самых общепринятых (РАН, РФ, САПР и т. п.).

Объем статьи (текст, таблицы, иллюстрации и библиография) не должен превышать эквивалента в 20 страниц, напечатанных на бумаге формата А4 на одной стороне через 1,5 интервала Word шрифтом Times New Roman размером 13, поля не менее двух сантиметров.

Обязательными элементами оформления статьи являются: индекс УДК, заглавие, инициалы и фамилия автора (авторов), ученая степень, звание (при отсутствии — должность), полное название организации, аннотация и ключевые слова на русском и английском языках, электронные адреса авторов, которые по требованию ВАК должны быть опубликованы на страницах журнала. При написании аннотации не используйте аббревиатур и не делайте ссылок на источники в списке литературы.

Статьи авторов, не имеющих ученой степени, рекомендуется публиковать в соавторстве с научным руководителем, наличие подписи научного руководителя на рукописи обязательно; в случае самостоятельной публикации обязательно предоставляйте заверенную по месту работы рекомендацию научного руководителя с указанием его фамилии, имени, отчества, места работы, должности, ученого звания, ученой степени — эта информация будет опубликована в ссылке на первой странице.

**Формулы** набирайте в Word, не используя формульный редактор (Mathtype или Equation), при необходимости можно использовать формульный редактор; для набора одной формулы не используйте два редактора; при наборе формул в формульном редакторе знаки препинания, ограничивающие формулу, набирайте вместе с формулой; для установки размера шрифта никогда не пользуйтесь вкладкой Other..., используйте заводские установки редактора, не подгоняйте размер символов в формулах под размер шрифта в тексте статьи, не растягивайте и не сжимайте мышью формулы, вставленные в текст; в формулах не отделяйте пробелами знаки: + = -.

Для набора формул в Word никогда не используйте Конструктор (на верхней панели: «Работа с формулами» — «Конструктор»), т. к. этот ресурс предназначен только для внутреннего использования в Word и не поддерживается программами, предназначенными для изготовления оригинал-макета журнала.

При наборе символов в тексте помните, что символы, обозначаемые латинскими буквами, набираются светлым курсивом, русскими и греческими — светлым прямым, векторы и матрицы — прямым полужирным шрифтом.

**Иллюстрации** в текст не заверстываются и предоставляются отдельными исходными файлами, поддающимися редактированию:

— рисунки, графики, диаграммы, блок-схемы предоставляйте в виде отдельных исходных файлов, поддающихся редактированию, используя векторные программы: Visio 4, 5, 2002—2003 (\*.vsd); Coreldraw (\*.cdr); Excel (\*.xls); Word (\*.doc); AdobeIllustrator (\*.ai); AutoCad (\*.dxf); Matlab (\*.ps, \*.pdf или экспорт в формат \*.ai);

— если редактор, в котором Вы изготавливаете рисунок, не позволяет сохранить в векторном формате, используйте функцию экспорта (только по отношению к исходному рисунку), например, в формат \*.ai, \*.esp, \*.wmf, \*.emf, \*.svg;

— фото и растровые — в формате \*.tif, \*.png с максимальным разрешением (не менее 300 pixels/inch).

Наличие подрисовочных подписей обязательно (желательно не повторяющих дословно комментарии к рисункам в тексте статьи).

**В редакцию предоставляются:**

— сведения об авторе (фамилия, имя, отчество, место работы, должность, ученое звание, учебное заведение и год его окончания, ученая степень и год защиты диссертации, область научных интересов, количество научных публикаций, домашний и служебный адреса и телефоны, e-mail), фото авторов: анфас, в темной одежде на белом фоне, должны быть видны плечи и грудь, высокая степень четкости изображения без теней и отблесков на лице, фото можно представить в электронном виде в формате \*.tif, \*.png с максимальным разрешением — не менее 300 pixels/inch при минимальном размере фото 40×55 мм;

— экспертное заключение.

**Список литературы** составляется по порядку ссылок в тексте и оформляется следующим образом:

— для книг и сборников — фамилия и инициалы авторов, полное название книги (сборника), город, издательство, год, общее количество страниц;

— для журнальных статей — фамилия и инициалы авторов, полное название статьи, название журнала, год издания, номер журнала, номера страниц;

— ссылки на иностранную литературу следует давать на языке оригинала без сокращений;

— при использовании web-материалов указывайте адрес сайта и дату обращения.

Список литературы предоставляйте в двух вариантах: первый на языках оригиналов и второй — перевод (не транслитерация, а перевод) списка на английский язык.

Более подробно правила подготовки текста с образцами изложены на нашем сайте в разделе «Оформление статей».

### Контакты

Куда: 190000, Санкт-Петербург,  
Б. Морская ул., д. 67, ГУАП, РИЦ

Кому: Редакция журнала «Информационно-управляющие системы»

Тел.: (812) 494-70-02

Эл. почта: ius.spb@gmail.com

Сайт: www.i-us.ru

**20**  
**Летний**  
**Юбилей**

 **ufi**  
Approved  
Event



# Bakutel

**2-5 ДЕКАБРЯ 2014**  
Баку, Азербайджан

20-я Юбилейная Азербайджанская Международная  
Выставка и Конференция

**«ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ И  
ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ»**

[www.bakutel.az](http://www.bakutel.az)

Поддержка



Министерство Связи и  
Высоких Технологий  
Азербайджанской Республики

Организаторы



Тел. : +994 12 4041000  
Факс : +994 12 4041001  
E-mail: [telecoms@iteca.az](mailto:telecoms@iteca.az)

Место проведения



 [www.facebook.com/BakuTel](http://www.facebook.com/BakuTel)

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ



**X Юбилейная международная специализированная выставка**  
**Передовые Технологии Автоматизации**  
**ПТА-Урал 2014**



**19-21 ноября**

**Екатеринбург, ЦМТЕ, ул. Куйбышева, д. 44Д**

**Тематика:**

- Автоматизация промышленного предприятия и технологических процессов
- Бортовые и встраиваемые системы
- Системная интеграция и консалтинг
- Автоматизация зданий
- Системы пневмо- и гидроавтоматики
- Измерительные технологии и метрологическое обеспечение
- Электротехника. Электроэнергетика

**ПТА-Урал. Сохраняя традиции. опережая тенденции.**  
*Десять лет на благо развития промышленности Урала*

**Организатор:**  
Экспоцентр  
[www.pta-expo.ru](http://www.pta-expo.ru)

**Москва**  
Тел.: +7 (495) 234-22-10  
E-mail: [info@pta-expo.ru](mailto:info@pta-expo.ru)

**Екатеринбург**  
Тел.: +7 (343) 376-24-76  
E-mail: [info@ural.pta-expo.ru](mailto:info@ural.pta-expo.ru)