

ISSN 1684-8853

# ИНФОРМАЦИОННО- УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

НАУЧНЫЙ ЖУРНАЛ

6(73)/2014

6(73)/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

I. Dumer  
PhD., Professor, Riverside, USA

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. Chernenko

**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

## THEORETICAL AND APPLIED MATHEMATICS

**Balonin N. A., Seberry Jennifer.** *Two Level Cretan Matrices Constructed via Singer Difference Sets* 2

## INFORMATION PROCESSING AND CONTROL

**Pavlov V. S., Turnetskaja E. L.** *Spatial Ring-Shaped Direction Finder Synthesis for a Source of Polarized Radio Emission* 6

**Krasilnikov N. N.** *Mechanisms and Inaccuracies of 3D Spatial Perception by Visual System* 13

**Kuchmin A. Yu., Abramyan A. K.** *Application of Mathematical Programming for Experimental Data Analysis* 20

**Kalashnikov V. S., Ponomarev M. J.** *Calculating Correlations for Measurement Data Processing at Near-Field Test-Bench with Planar Scan Surface* 29

## INFORMATION AND CONTROL SYSTEMS

**Podoplekin Yu. F., Sharov S. N.** *Ship and UAV Joint Motion Landing Control* 36

**Filippov A. A., Bazhin D. A., Khlobystov A. N.** *Improving Drone Aircraft Control Efficiency under Interference* 45

**Chernov V. G.** *Entropic Criterion for Decision Making under Total Uncertainty* 51

**Rzayev R. R., Goyushov A. I.** *Intelligent System of Telecommunication Service Quality Assessment* 57

**Branishtov S. A., Shirvanyan A. M., Tumchenok D. A.** *Railway Capacity Estimation Methods. Part II. Parametric Models, Optimization, Simulation* 68

## SYSTEM AND PROCESS MODELING

**Peregudov M. A., Boyko A. A.** *Model Procedure of Random Multiple Access to the Environment Type S-ALOHA* 75

**Maierov N. N., Fetisov V. A.** *Airport Capacity Simulation Assessment* 82

**Golubkov V. A., Smirnov A. O., Sharafudinov T. T., Lukyanenko I. N.** *Mathematical Model of Reducer Step Vibration* 87

## HARDWARE AND SOFTWARE RESOURCES

**Maltsev G. N., Pankratov A. V., Makunin A. A.** *Analysis of Project Source Files for Programmable Logic Integrated Circuits* 94

## INFORMATION CODING AND TRANSMISSION

**Malichenko D. A.** *Transport Layer Coding in Irregular Networks* 101

## INFORMATION CHANNELS AND MEDIUM

**Blaunstein N., Cristodoulou Ch., Sergeev M. B.** *Capacity and weight coefficients in mimo wireless communication channels based on adaptive multi-beam antennas in urban environment with fading* 107

## INFORMATION AND MEASURING SYSTEMS

**Alieva K. J.** *Filter Bandpass Adaptive Shift to Compensate for Emission Spectral Shift in Optic-Electronic Measuring Systems* 118

## CONTROL IN MEDICAL AND BIOLOGICAL SYSTEMS

**Balashova E. S.** *Assessment of Production Reserves Helping to Form an Efficient Production System* 123

**Tushavin V. A.** *Service Provider Staff Optimization* 129

## INFORMATION ABOUT THE AUTHORS

*Contents of the journal «Informatsionno-upravliaiushchie sistemy (Information and Control Systems)» for 2014* 141

Submitted for publication 29.10.14. Passed for printing 21.11.14. Format 60×84<sub>1/8</sub>. 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

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.



6(73)/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. Кристоделу,  
д-р наук, проф., Альбукерке, Нью-Мексико, США  
Б. Мейер,  
д-р наук, проф., Цюрих, Швейцария

Ю. Ф. Подоплёкин,  
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  
И. И. Думер,  
д-р наук, профессор, Риверсайд, США

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. Шальто,  
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».

© Коллектив авторов, 2014

## ТЕОРЕТИЧЕСКАЯ И ПРИКЛАДНАЯ МАТЕМАТИКА

**Balotin N. A., Seberry J.** Two Level Cretan Matrices Constructed via Singer  
*Difference Sets* 2

## ОБРАБОТКА ИНФОРМАЦИИ И УПРАВЛЕНИЕ

**Павлов В. С., Турнецкая Е. Л.** Синтез пространственно-кольцевого  
пеленгатора источника поляризованного радиоизлучения 6

**Красильников Н. Н.** Механизмы и погрешности восприятия  
3D-пространства зрительной системой 13

**Кучмин А. Ю., Абрамян А. К.** Применение математического  
программирования для анализа экспериментальных данных 20

**Калашников В. С., Пономарев М. Ю.** Выбор расчетных соотношений  
для обработки результатов измерений на стенде ближнего поля  
с плоской поверхностью сканирования 29

## ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ

**Подоплёкин Ю. Ф., Шаров С. Н.** Совместное управление движением  
судна и беспилотного летательного аппарата при посадке 36

**Филиппов А. А., Бажин Д. А., Хлобыстов А. Н.** Повышение эффективности  
управления беспилотного летательного аппарата в условиях помех 45

**Чернов В. Г.** Энтропийный критерий принятия решений  
в условиях полной неопределенности 51

**Рзаев Р. Р., Гоюшов А. И.** Интеллектуальная система оценки качества  
телекоммуникационных услуг 57

**Браништов С. А., Ширванян А. М., Тумченко Д. А.,** Методы оценки  
пропускной способности железных дорог. Часть 2. Параметрические  
модели, оптимизация, моделирование 68

## МОДЕЛИРОВАНИЕ СИСТЕМ И ПРОЦЕССОВ

**Перегудов М. А., Бойко А. А.** Модель процедуры случайного  
множественного доступа к среде типа S-ALOHA 75

**Майоров Н. Н., Фетисов В. А.** Метод оценки пропускной способности  
аэровокзального комплекса с помощью имитационного  
моделирования 82

**Голубков В. А., Смирнов А. О., Шарафудинов Т. Т., Лукьяненко И. Н.**  
Математическая модель расчета вибрации ступени редуктора 87

## ПРОГРАММНЫЕ И АППАРАТНЫЕ СРЕДСТВА

**Мальцев Г. Н., Панкратов А. В., Макунин А. А.** Анализ структуры  
исходных файлов проекта для программируемых логических  
интегральных схем 94

## КОДИРОВАНИЕ И ПЕРЕДАЧА ИНФОРМАЦИИ

**Маличенко Д. А.** Кодирование сообщений на транспортном уровне  
в неравномерных сетях 101

## ИНФОРМАЦИОННЫЕ КАНАЛЫ И СРЕДЫ

**Blaustein N., Cristodoulou Ch., Sergeev M. B.** Capacity and Weight  
Coefficients in MIMO Wireless Communication Channels Based  
on Adaptive Multi-beam Antennas in Urban Environment with Fading 107

## ИНФОРМАЦИОННО-ИЗМЕРИТЕЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

**Алиева К. Д.** Метод адаптивного смещения полосы пропускания  
фильтра для учета смещения эмиссионного спектра излучателя  
в оптико-электронных измерительных системах 118

## УПРАВЛЕНИЕ В СОЦИАЛЬНО-ЭКОНОМИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

**Балашова Е. С.** Оценка резервов производства, способствующих  
формированию эффективной и результативной  
производственной системы 123

**Тушавин В. А.** Методика оптимизации численности  
персонала провайдера 129

## СВЕДЕНИЯ ОБ АВТОРАХ

Содержание журнала «Информационно-управляющие системы»  
за 2014 г. [№ 1–6] 141

Сдано в набор 29.10.14. Подписано в печать 22.12.14. Формат 60×84<sup>1/8</sup>.  
Бумага офсетная. Гарнитура SchoolBookS. Печать офсетная.  
Усл. печ. л. 16,7. Уч.-изд. л. 20,7. Тираж 1000 экз. Заказ 672.

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.

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

UDC 004.438

## TWO LEVEL CRETAN MATRICES CONSTRUCTED VIA SINGER DIFFERENCE SETS

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

**Jennifer Seberry**<sup>b</sup>, PhD, Professor of Computer Science, 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>School of Computer Science and Software Engineering, Faculty of Engineering and Information Science, University of Wollongong, NSW, 2522, Australia

**Purpose:** This note discusses two level quasi-orthogonal matrices which were first highlighted by J. J. Sylvester; Hadamard matrices, symmetric conference matrices, and weighing matrices are the best known of these matrices with entries from the unit disk. The goal of this note is to develop a theory of such matrices based on preliminary research results. **Methods:** Extreme solutions (using the determinant) have been established by minimization of the maximum of the absolute values of the elements of the matrices followed by their subsequent classification. **Results:** We show that if  $\mathbf{B}$  is the incidence matrix of a  $(v, k, \lambda)$  difference set, then there exists a two-level quasi-orthogonal matrix,  $\mathbf{S}$ , a Cretan( $v$ ) matrix. We apply this result to the Singer family of difference sets obtaining a new infinite family of Cretan matrices. **Practical relevance:** Web addresses are given for other illustrations and other matrices with similar properties. Algorithms to construct Cretan matrices have been implemented in developing software of the research program-complex.

**Keywords** — Hadamard Matrices, Quasi-Orthogonal Matrices, Cretan Matrices, Difference Sets, Singer Difference Sets, Hadamard Difference Sets.

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

### Introduction

Difference sets are of considerable use and interest to image processing (compression, masking) to statisticians undertaking medical or agricultural research, to position smaller telescopes to make very large deep space telescopes and to spacing the tread on rubber tyres for vehicles.

In this and further papers we use some names, definitions, notation differently than we have in the past [1]. This, we hope, will cause less confusion, bring our nomenclature closer to common usage and conform for mathematical purists. We have chosen the use of the word level, instead of value for the entries of a matrix, to conform to earlier writings. We note that the strict definition of an orthogonal matrix,  $\mathbf{X}$ , of order  $n$ , is that  $\mathbf{X}^T\mathbf{X} = \mathbf{X}\mathbf{X}^T = \mathbf{I}_n$  where  $\mathbf{I}_n$  is the identity matrix of order  $n$ . In this paper we consider  $\mathbf{S}^T\mathbf{S} = \mathbf{S}\mathbf{S}^T = \omega\mathbf{I}_n$  where  $\omega$  is a constant. We call these quasi-orthogonal matrices [2, 3].

**Definition 1.** A real square matrix  $\mathbf{S}$  of order  $n$  is called *quasi-orthogonal* if it satisfies  $\mathbf{S}^T\mathbf{S} = \mathbf{S}\mathbf{S}^T = \omega\mathbf{I}_n$ , where  $\mathbf{I}_n$  is the  $n \times n$  identity matrix, and  $\omega$  is a constant real number. The values of the entries of a matrix are called *levels*.

There is a trivial one-level matrix for every order  $n$ ; it is the zero matrix of order  $n$ . Hadamard matrices are two-level matrices and symmetric conference matrices and weighing matrices are three-level matrices. Quasi-orthogonal matrices with maximal determinant of odd orders have been discovered with a larger number of levels [1].

We will denote the level/values of two-level Cretan matrices as  $a, -b$ ; for positive  $0 \leq b \leq a = 1$ .

In this and future work we will only use quasi-orthogonal to refer to matrices with moduli of real elements  $\leq 1$  [2], where at least one entry in each row and column must be 1. Hadamard matrices [4], symmetric conference matrices [5], and weighing matrices [6] are the best known of these matrices with entries from the unit disk [7]. We refer to [2] for definitions of these matrices.

The matrix *orthogonality equation*  $\mathbf{S}^T\mathbf{S} = \mathbf{S}\mathbf{S}^T = \omega\mathbf{I}_n$ , is a set of  $n^2$  scalar equations, giving two kinds of formulae:  $g(a, b) = \omega$ , there are  $n$  such equations, and  $f(a, b) = 0$ , there are  $n^2 - n$  such equations. We concentrate on two of them:  $g(a, b) = \omega$ ,  $f(a, b) = 0$ .

The entries in  $\omega\mathbf{I}_n$  which are on the diagonal, are given by the *radius equation*  $\omega = g(a, b)$ , they depend on the choice of  $a, b$ . If  $a=1$ , then  $\omega \leq n$ .

The maximal weight  $\omega = n$  arises from Hadamard matrices, symmetric conference matrices have  $\omega = n - 1$ . *Quasi-orthogonal* matrices can have also irrational values for the weight.

The second equation  $f(a, b) = 0$  we name the *characteristic equation*, as it allows us to find a formulae for level  $b \leq a$ .

**Definition 2.** A *Cretan*( $n$ ) matrix,  $\mathbf{CM}$ , is a quasi-orthogonal matrix of order  $n$  with entries  $\leq 1$ , where there must be at least one 1 per row and column. The inner product of a row of  $\mathbf{CM}(n)$  with itself is the weight  $\omega$ . The inner product of distinct rows of  $\mathbf{CM}(n)$  is zero. A  $\tau$ -level *Cretan*( $n$ ;  $\tau$ ;  $\omega$ ) matrix,  $\mathbf{CM}(n; \tau; \omega)$ , has  $\tau$  levels or values for its entries. Level  $a = 1$  is pre-determined for all Cretan matrices.

$Cretan(n)$ , or  $CM(n)$  quasi-orthogonal matrices are studied in [2, 3]. In more general notation these are can be  $CM(\text{order})$ ,  $CM(\text{order}; \text{number of levels} = \tau)$ ,  $CM(\text{order}; \text{number of levels} = \tau; \text{occurrences of levels} = L_1, L_2, \dots, L_\tau)$ ,  $CM(\text{order}; \text{number of levels} = \tau; \text{weight} = \omega)$ , and  $CM(\text{order}; \text{number of levels} = \tau; \text{weight}; \text{occurrences of levels in whole matrix})$ , etc. etc.

The definition of Cretan is not that each variable occurs some number of times per row and column but  $L_1, L_2, \dots, L_\tau$  times in the whole matrix. So we have  $CM(n; \tau; \omega; L_1, L_2, \dots, L_\tau)$  so

$$\begin{pmatrix} -0.5 & 1 & 1 \\ 1 & -0.5 & 1 \\ 1 & 1 & -0.5 \end{pmatrix}$$

is a  $CM(3)$ , a  $CM(3;2)$ , a  $CM(3;2;2.1)$ , a  $CM(3;2;2.25)$ , a  $CM(3;2;2.25;6.3)$  depending on which numbers (in brackets) are currently of interest. We call them Cretan matrices because they were first discussed in this generality at a conference in Crete in July, 2014.

The over-riding aim is to seek  $CM(n)$  with absolute or relative (local) maximal determinants as they have many applications in image processing and masking [3].

**Definitions**

This paper studies the construction of some Cretan matrices made here using Singer difference sets.

**Definition 3.** Let  $D = \{d_1, d_2, \dots, d_k\}$  be a subset of the integers  $0, 1, 2, \dots, v - 1$ . If the collection  $\Delta = \{d_i - d_j; i, j, 1 \dots k, i \neq j\}$  contains each element  $1, 2, \dots, v - 1$  exactly  $\lambda$  times,  $D$  will be called a  $(v, k, \lambda)$  difference set.

This is said to be additive notation. Equivalently,  $(v, k, \lambda)$  difference set in a multiplicative group  $G$  of order  $v$  is  $k$ -subset  $D$  of  $G$  such, that every element  $g \neq 1$  of  $G$  has exactly  $\lambda$  representations  $g = d_1 d_2^{-1}$  with  $d_1, d_2$  from  $G$ . The parameter  $v$  is called the order of the difference set.

Difference sets due to James Singer (1938, [8]) appeared first. Marshall Hall [9] wrote an extensive survey in 1956. Difference sets of regular Hadamard matrices were discussed in [10, 11].

We note that for every  $(v, k, \lambda)$  difference set there is a complementary  $(v, v - k, v - 2k + \lambda)$  difference set made by choosing the subset of  $1, 2, \dots, v$  not in  $D$ .

**Definition 4.** Let  $D = \{d_1, d_2, \dots, d_k\}$  be a difference set. Then the  $v \times v$ , matrix  $\mathbf{B} = (b_{ij})$  is said to be the incidence matrix of  $D$  if  $b_{ij} = 1$  for  $j - i$  in  $D$  and  $0$  if  $j - i$  is not in  $D$ .

**Example 1.** Let  $D$  be the subset  $\{1, 3, 4, 5, 9\}$  of the integers  $0, 1, 2, \dots, 10$ . Hence we take all the dif-

ferences modulo 11. Then  $\Delta$  contains  $1 - 3 = -2 = 9$ ;  $1 - 4 = -3 = 8$ ;  $1 - 5 = -4 = 7$ ;  $1 - 9 = -8 = 3$ ;  $3 - 1 = 2$ ;  $3 - 4 = -1 = 10$ ;  $3 - 5 = -2 = 9$ ;  $3 - 9 = -6 = 5$ ;  $4 - 1 = 3$ ;  $4 - 3 = 1$ ;  $4 - 5 = -1 = 10$ ;  $4 - 9 = -5 = 6$ ;  $5 - 1 = 4$ ;  $5 - 3 = 2$ ;  $5 - 4 = 1$ ;  $9 - 1 = 8$ ;  $9 - 3 = 6 = 5$ ;  $9 - 4 = 5$ ;  $9 - 5 = 4$ ; which is each non-zero integer  $0, 1, 2, \dots, 10$  exactly twice.

The incidence matrix of  $D$  is  $\mathbf{B} = \text{circ}(0, 1, 0, 1, 1, 1, 0, 0, 0, 1, 0)$ .

**Definition 5.** The parameters of a  $PG(q, m)$  projective geometry or Singer difference set are

$$(v, k, \lambda) = \left( \frac{q^{m+1} - 1}{q - 1}, \frac{q^m - 1}{q - 1}, \frac{q^{m-1} - 1}{q - 1} \right),$$

$q$  a prime power.

Examples of matrices with these parameters are given in the survey of Marshall Hall [9], they were generalized in [11, 12].

**Construction for Two-Level Cretan Matrices**

We now use difference sets to construct two-level Cretan (quasi-orthogonal) matrices. We use the

notation  $\gamma = \frac{q^{m-1} - 1}{q^{m-1}(q - 1)}$ .

**Construction 1.** Consider the Singer difference sets with parameters

$$(v, k, \lambda) = \left( \frac{q^{m+1} - 1}{q - 1}, \frac{q^m - 1}{q - 1}, \frac{q^{m-1} - 1}{q - 1} \right),$$

$q$  a prime power.

Then, when its incidence matrix has its ones replaced by  $a$  and zeros with  $-b$ , we obtain a two-level quasi-orthogonal matrix  $\mathbf{S}$  satisfying the orthogonality equation

$$\mathbf{S}^T \mathbf{S} = \mathbf{S} \mathbf{S}^T = \omega \mathbf{I}_n, \tag{1}$$

giving the radius equation  $k a^2 + (v - k) b^2 = \omega$  or

$$\frac{q^m - 1}{q - 1} a^2 + q^m b^2 = \omega, \tag{2}$$

and the characteristic equation  $\lambda a^2 - 2(k - \lambda) ab + (v - 2k + \lambda) b^2 = 0$  or

$$\gamma a^2 - 2ab + (q - 1) b^2 = 0, \tag{3}$$

thus so we have solutions

$$b = \frac{\gamma}{1 \pm \sqrt{1 - \gamma(q - 1)}}. \tag{4}$$

The level  $a=1$  is pre-determined for all quasi-orthogonal matrices; if  $b > a$  we have to choose the second level to be  $1/b$  for the complementary difference set, to ensure entries are from the unit disk.  $\frac{v}{\lambda}$

The determinant of Cretan matrices  $\det(\mathbf{S}) = \omega^2$ .

We are particularly interested in the projective planes  $PG(q, 2)$  with  $\gamma = \frac{1}{q}$ .

**Corollary 1** (Singer Difference Sets and Projective Planes). Let  $q$  be a prime power.

Then there exists a projective plane  $(q^2 + q + 1, q + 1, 1)$ . Hence we have a two-level quasi-orthogonal matrix,  $S$ , satisfying (1)–(3) with  $b = \frac{1}{q \pm \sqrt{q}}$ ,

$$\omega = \frac{q^2}{(q \pm \sqrt{q})^2} + q + 1, \text{ and } \det(S) = \omega^{\frac{q^2 + q + 1}{2}}.$$

For the “–” sign, choosing  $a = 1$ , we have a principal solution with bigger  $b$  and bigger determinant of Cretan matrix.

**Corollary 2** (Singer Difference Sets and  $PG(2, m)$  with  $\gamma = 1 - 2^{1-m}$ ). Let  $q$  be a prime power.

Then there exists a projective plane  $(2^{m+1} - 1, 2^m - 1, 2^{m-1} - 1)$ . Hence we have a two-level quasi-orthogonal matrix,  $S$ , satisfying (1)–(3) with

$$b = \frac{\lambda}{\lambda + 1 \pm \sqrt{\lambda + 1}}, \omega = k + (v - k)b^2, \text{ and } \det(S) = \omega^{\frac{2^{m+1} - 1}{2}}.$$

For the “–” sign, choosing  $a = 1$ , we have  $b > a$ , it leads to a principal solution with the complementary

difference set  $(v, v - k, v - 2k + \lambda)$  and modulus of level  $1/b$ .

**Example 2.** Consider  $PG(7, 2)$  with parameters  $(57, 8, 1)$  and  $\gamma = \frac{\lambda}{q^{m-1}} = \frac{1}{7}$ .

From [13] we have difference set  $\{0, 1, 5, 7, 17, 35, 38, 49\}$  to generate Cretan matrix  $CM(57)$  with moduli of levels  $a = 1, b = \frac{\gamma}{1 - \sqrt{1 - \gamma(q-1)}} = \frac{1}{7 - \sqrt{7}} = 0.2297$

and weight  $\omega = k + (v - k)b^2 = 10.5845, \det(S) = \omega^{\frac{57}{2}} = 1.6 \cdot 10^{29}$  for the principal solution Figure,  $a$ . Non principal solution will have the same structure of

matrix  $S$  with smaller  $b = \frac{\gamma}{1 + \sqrt{1 - \gamma(q-1)}} = 0.1037$

and smaller determinant  $3.7 \cdot 10^{26}$ .

**Example 3.** Consider  $PG(5, 3)$  with parameters  $(156, 31, 6)$  and  $\gamma = \frac{\lambda}{q^{m-1}} = \frac{6}{25}$ .

From [13] we have difference set  $\{0, 1, 2, 4, 14, 18, 21, 22, 30, 31, 37, 42, 45, 49, 51, 55, 56, 60, 76, 82, 85, 87, 88, 93, 95, 98, 108, 110, 117, 134, 142\}$  to generate Cretan matrix  $CM(156)$  with moduli of levels  $a = 1,$

$b = \frac{\gamma}{1 - \sqrt{1 - \gamma(q-1)}} = \frac{6}{25 - \sqrt{25}} = 0.3$  and weight

■ **Table 1.** The  $CM$  given by  $PG(q, 2)$

$q$	$(v, k, \lambda)$	$b$		$\omega$		$\det(S)$	
2	(7,4,2)* (7,3,1)	0.5858*	0.2929	5.0294	3.3431	$2.85 \times 10^2$	68
3	(13,4,1)	0.7887	0.2113	5.8660	4.4019	$9.87 \times 10^4$	$1.53 \times 10^4$
5	(31,6,1)	0.3618	0.1382	6.6545	6.4775	$5.73 \times 10^{12}$	$3.77 \times 10^{12}$
7	(57,8,1)	0.2297	0.1037	8.3692	8.5267	$1.97 \times 10^{26}$	$3.36 \times 10^{26}$
11	(133,12,1)	0.1302	0.0698	12.1863	12.5903	$1.6 \times 10^{72}$	$1.4 \times 10^{73}$
13	(183,14,1)	0.1064	0.0602	14.1473	14.6129	$1.9 \times 10^{105}$	$3.6 \times 10^{106}$

Signs “–” or “+” (two solutions for  $b$ ) give two columns.

For case, denoted by \*,  $b > a$ , it leads to the complementary difference set  $(v, v - k, v - 2k + \lambda)$  and level  $1/b = 0.5858$  by an analogue of the equivalent version for an Hadamard matrix.

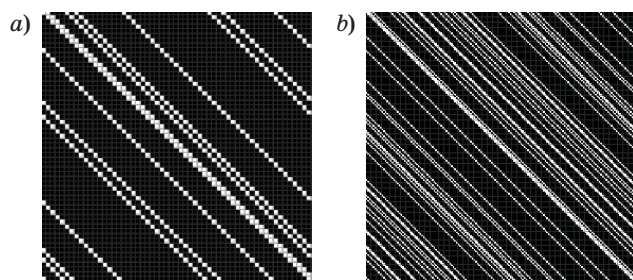
■ **Table 2.** The  $CM$  given by  $PG(2, m)$

$m$	$(v, k, \lambda)$	$b$		$\omega$		$\det(S)$	
1	(3,2,1)* (3,1,0)	0.5	0	2.25	1	3.375	1
2	(7,4,2)* (7,3,1)	0.5858*	0.2929	5.0294	3.3431	$2.85 \times 10^2$	68
3	(15,8,4)* (15,7,3)	0.6667*	0.5	11.1111	9	$6.97 \times 10^7$	$1.43 \times 10^7$
4	(31,16,8)* (31,15,7)	0.7388*	0.6464	24.1873	21.6863	$2.79 \times 10^{21}$	$0.51 \times 10^{21}$
5	(63,32,16)* (63,31,15)	0.8*	0.75	51.84	49	$1.0 \times 10^{54}$	$1.7 \times 10^{53}$
6	(127,64,32)* (127,63,31)	0.8498*	0.8232	109.4938	106.3726	$3.2 \times 10^{129}$	$5.1 \times 10^{128}$

Signs “–” or “+” (two solutions for  $b$ ) give two columns.

For case, denoted by \*,  $b > a$ , it leads to the complementary difference set  $(v, v - k, v - 2k + \lambda)$  and level  $1/b = 0.5858$ , the same, as we have seen before.





■ Cretan matrix  $CM(57)$  for  $PG(7, 2)$  (a) and Cretan matrix  $CM(156)$  for  $PG(5, 3)$  (b) of Singer Family

$\omega = k + (v - k)b^2 = 42.25$ ,  $\det(\mathbf{S}) = \frac{156}{\omega^2} = 6.5 \times 10^{126}$  for the principal solution Figure, b. Non principal solution will have the same structure of matrix  $\mathbf{S}$  with smaller  $b = \frac{\gamma}{1 + \sqrt{1 - \gamma(q - 1)}} = 0.2$  and smaller determinant  $2.5 \times 10^{121}$ .

### Acknowledgements

The authors would like to acknowledge Professor Mikhael Sergeev for his advice regarding the content of this paper. The authors also wish to sincerely thank Tamara Balonina for converting this paper into printing format. We acknowledge the use of the <http://www.mathscinet.ru> and <http://www.wolframalpha.com> sites for the number and symbol calculations in this paper.

### Conclusion

We note that there exist  $(v, k, \lambda)$  Singer difference sets for  $v = 4t + 1, 4t, 4t - 1, 4t - 2$ .

The La Jolla Difference Set Repository [13] gives many parameter sets which can make circulant incidence matrices from difference sets. It opens new possibilities for image processing (compression, masking) and other areas we mentioned in our introduction.

### References

1. Balonin N. A., Mironovskii L. A. Hadamard Matrices of Odd Order. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2006, no. 3(22), pp. 46–50 (In Russian).
2. Balonin N. A., Seberry Jennifer. Remarks on Extremal and Maximum Determinant Matrices with Real Entries  $\leq 1$ . *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2014, no. 5(71), pp. 2–4.
3. Balonin N. A., Sergeev M. B. Local Maximum Determinant Matrices. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2014, no. 1(68), pp. 2–15 (In Russian).
4. Hadamard J. Résolution d'une Question Relative aux Déterminants. *Bulletin des Sciences Mathématiques*, 1893, vol. 17, pp. 240–246 (In French).
5. Balonin N. A., Seberry Jennifer. A Review and New Symmetric Conference Matrices. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2014, no. 4(71), pp. 2–7.
6. Wallis (Seberry) Jennifer. Orthogonal  $(0, 1, -1)$  Matrices. *Proc. of First Australian Conf. on Combinatorial Mathematics*, TUNRA, Newcastle, 1972, pp. 61–84.
7. Seberry J., Yamada M. Hadamard Matrices, Sequences, and Block Designs. *Contemporary Design Theory: A Collection of Surveys*. J. H. Dinitz and D. R. Stinson eds. John Wiley and Sons, 1992, pp. 431–560.
8. Singer J. A Theorem in Finite Projective Geometry and Some Applications to Number Theory. *Transactions of the American Mathematical Society*, 1938, vol. 43, pp. 377–385.
9. Hall Jr. M. A Survey of Difference Sets. *Proc. American Mathematical Society*, 1956, vol. 7, pp. 975–986.
10. Seberry Jennifer. *Regular Hadamard Matrices of Order 36*. Available at: <http://www.uow.edu.au/jennie/matrices/H36/36R.html> (accessed 1 December 2014).
11. Jonathan Jedwab, James Davis. *A Survey of Hadamard Difference Sets*. Hewlett Packard Technical Reports. Richmond, University of Richmond, 1994. 16 p.
12. McFarland, Robert L. A Family of Difference Sets in Non-cyclic Groups. *Journal of Combinatorial Theory. Ser. A15*, 1973, no. 1, pp. 1–10.
13. *La Jolla Difference Set Repository*. Available at: [www.ccrwest.org/ds.html](http://www.ccrwest.org/ds.html) (accessed 1 December 2014).

УДК 621.396.69

## СИНТЕЗ ПРОСТРАНСТВЕННО-КОЛЬЦЕВОГО ПЕЛЕНГАТОРА ИСТОЧНИКА ПОЛЯРИЗОВАННОГО РАДИОИЗЛУЧЕНИЯ

**В. С. Павлов<sup>а</sup>**, доктор техн. наук, профессор

**Е. Л. Турнецкая<sup>а</sup>**, старший преподаватель

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

**Постановка проблемы:** наряду с наличием известных обобщенных подходов к синтезу радиолокационных пеленгационных устройств относительно приемных раскрытов, представляемых различными геометрическими моделями, многие практически важные частные случаи приложения данных подходов требуют дополнительной научной проработки, особенно когда необходим учет пространственно-поляризационных условий радиолокационного взаимодействия. Одним из таких частных случаев является задача двухплоскостной пассивной пеленгации источника радиоизлучения с априорно неизвестными поляризационными параметрами, которая реализуется на основе узкого кольцевого приемного раскрытия, состоящего из поляризованных антенных элементов. Решение данной задачи актуально для бортовых комбинированных активно-пассивных радиолокационных систем, когда указанный конформный приемный раскрыт пассивного звена охватывает по внешнему контуру круглую антенну активного звена. Целью работы является разработка процедуры двухплоскостной пеленгации источника поляризованного радиоизлучения, выполняемой пассивным звеном комбинированной радиолокационной системы на основе кольцевой антенной решетки из поляризованных элементов, в условиях неопределенности относительно поляризации сигнала данного источника. **Методы:** используется модифицированный оптимальный метод синтеза пространственно-многоканальных радиолокационных устройств первичного выделения координатной информации на основе функции правдоподобия. При этом обосновано сужение данного метода до частного случая пространственной трехканальности. Решение задачи синтеза проведено совместно по двум угловым координатам источника поляризованного радиоизлучения ввиду наличия взаимной зависимости между их оценками, которая проявляется тем сильнее, чем уже эллипс поляризации полезного сигнала. **Результаты:** установлены и аналитически описаны зависимости для кольцевой антенной решетки, которые связывают параметры поляризации сигнала источника радиоизлучения с вектором амплитуд отклика трехканального приемного тракта, а также координатами трех фазовых центров приема. Исходя из этих зависимостей получены соотношения, необходимые для синтеза процедуры пеленгации источника поляризованного радиоизлучения в условиях поляризационной неопределенности. Результатом синтеза является пространственно-трехканальная процедура двухплоскостной пеленгации, в которой осуществляется настройка на параметры поляризации источника радиоизлучения в целях обеспечения независимости и оптимальности двух формируемых оценок его угловых координат. **Практическая значимость:** на уровне нового технического решения предложена и обоснована процедура пассивной двухплоскостной пеленгации источника поляризованного радиоизлучения, осуществляемая на основе кольцевой решетки из линейно поляризованных антенных элементов и обеспечивающая близкие к потенциальным показатели точности пеленгации пассивного звена комбинированной активно-пассивной радиолокационной системы.

**Ключевые слова** — источник радиоизлучения, кольцевая антенная решетка, пеленгатор, поляризация, синтез, функция правдоподобия.

### Введение

Устройства пассивной пеленгации источника радиоизлучения (ИРИ), основанные на кольцевых антенных решетках, очень часто рассматриваются в контексте комбинированных активно-пассивных радиолокационных систем (РЛС) различного назначения [1]. Исходной позицией при этом является простота конструктивного совмещения двух антенн, например в случае, когда кольцевая антенная решетка пассивного звена охватывает по внешнему контуру круглую антенну активного звена комбинированной РЛС.

Обеспечение небольшой толщины такого охвата возможно при использовании, например, Н-секториальных рупорных антенных элементов [2, 3], которые также обладают и хорошими свойствами широкополосности [3]. Однако антенные элементы, на основе которых может быть реализовано конструктивное исполнение узкого кольца антенной решетки, как правило, наделены

спецификой, состоящей в их поляризованности. В частности, упомянутые антенные элементы [3] работают в режиме линейной поляризации.

Интерес для исследования представляют пеленгаторные свойства кольцевых антенных решеток, состоящих из поляризованных элементов, а также вопросы использования данных свойств в устройствах пассивной пеленгации ИРИ при неопределенности относительно поляризации его сигнала.

### Специфика пеленгации ИРИ на основе кольцевой антенной решетки, состоящей из поляризованных элементов

В общем случае для осуществления пеленгации ИРИ рассматриваемые кольцевые антенные решетки должны разделяться по секторам (дуговым подрешеткам) в целях организации нескольких пространственно разнесенных фазовых центров приема — эквивалентных точек приема,



каждой из которых соответствует свой канал пространственно-временного приема.

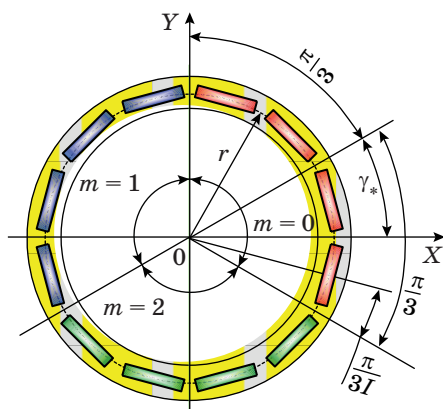
Обозначив через  $M$  число таких выделяемых секторов, введем их нумерацию по  $m = 0, \dots, M - 1$  (здесь и далее нумерация производится против часовой стрелки) и будем считать, что раствор каждого сектора равен  $2\pi/M$ , число входящих в него антенных элементов равно  $I$ , а общее число элементов в кольцевой антенной решетке равно  $MI$ . Также будем полагать, что сигналы всех антенных элементов, принадлежащих отдельному сектору, суммируются на частоте сигнала ИРИ с помощью антенно-фидерной схемы, что наиболее просто реализуемо на практике.

В настоящем исследовании ограничимся случаем пространственной трехканальности [4, 5] ( $M = 3$ ) по следующим двум обстоятельствам.

1. В работах [6, 7] на уровне обобщенной пространственно-кольцевой модели показано, что в условиях, аналогичных рассматриваемым (разделение фиксированной мощности полезного сигнала на  $M$  частей), потенциальные точностные показатели пеленгации в первом приближении не зависят от числа каналов пространственно-временного приема, которое может быть выбрано минимальным (равным трем) при одинаковом общем числе антенных элементов  $MI$ .

2. Случай  $M=3$  предпочтителен для практической реализации, поскольку при проектировании пассивных звеньев комбинированных активно-пассивных РЛС наиболее часто выдвигаются требования минимизации числа элементов приемного тракта (числа каналов приема).

В качестве примера на рис. 1 в координатной плоскости пеленгаторного раскрыва  $XOY$  показана 12-элементная кольцевая антенная решетка радиуса  $r$ . Все элементы решетки (прямоугольники, иллюстрирующие приемные раскрывы антенных элементов) объединены в три группы по четыре элемента ( $I = 4$ ), каждой из которых соответствует свой канал приема с номером  $m$ .



■ Рис. 1. Пример 12-элементной кольцевой антенной решетки

Каждому из антенных элементов, входящих в отдельный сектор, присвоим номер  $i = 0, \dots, I - 1$ . Тогда в плоскости  $XOY$  полярный угол фазового центра приема  $mi$ -го антенного элемента ( $i$ -го антенного элемента, принадлежащего  $m$ -му сектору) равен

$$\gamma_{mi} = 2\pi i/I - \pi(1-1/I)/3 + \Gamma_m, \quad (1)$$

где  $\Gamma_m = 2\pi m/3 + \gamma_*$  — угол биссектрисы  $m$ -го сектора или опорный полярный угол  $m$ -го канала пространственно-временного приема;  $\gamma_*$  — начальное угловое смещение, равное углу между осью  $OX$  и биссектрисой сектора с номером  $m = 0$  относительно оси  $OX$ ;  $-\pi(1-1/I)/3$  — угловое смещение фазового центра приема первого антенного элемента ( $i = 0$ ) внутри отдельного сектора относительно биссектрисы данного сектора.

При описании поляризационного коэффициента приема  $k_{mi}$  для  $mi$ -го антенного элемента будем считать, что плоскость его поляризации [8] ориентирована радиально к окружности кольцевой антенной решетки, а поляризация имеет близкий к нулю коэффициент эллиптичности [3]. Исходя из этого воспользуемся известным выражением [8]

$$k_{mi} = \frac{1}{\sqrt{2}} \sqrt{1 + \frac{1-\rho^2}{1+\rho^2} \cos 2(\eta - \gamma_{mi})}, \quad (2)$$

где  $\rho$  — коэффициент эллиптичности поляризации сигнала ИРИ;  $\eta$  — угол между главной осью эллипса поляризации сигнала ИРИ и осью  $OX$  пеленгаторного раскрыва.

Для угловых координат ИРИ будем использовать общепринятые [9] обозначения — направляющие косинусы  $u_x$  и  $u_y$ , отсчитываемые по осям  $OX$  и  $OY$ . При этом в рабочем диапазоне угловых координат ИРИ величины  $u_x$  и  $u_y$  соответствуют углам между осью  $OZ$  и проекциями направления на ИРИ на плоскости  $XOZ$  и  $YOZ$  (ось  $OZ$ ) перпендикулярна плоскости пеленгаторного раскрыва  $XOY$  [4–7, 9].

Отклик отдельного канала приема на сигнал ИРИ опишем двояко: а) в исходном виде, учитывая поляризационные коэффициенты приема всех антенных элементов, входящих в данный канал приема; б) на основе приведенных (эквивалентных) величин, характеризующих совокупный пространственно-временной сигнал  $m$ -го канала приема. В качестве эквивалентных величин будем использовать:  $a_m$  —  $m$ -й амплитудный коэффициент;  $r_m^X$  и  $r_m^Y$  — координаты  $m$ -й эквивалентной точки приема по осям  $OX$  и  $OY$  соответственно. Введенные амплитудные коэффициенты и координаты эквивалентных точек приема отражают влияние поляризации сигнала ИРИ на энергетические и метрические показатели, характеризующие условия пеленгации ИРИ.

С учетом принятых обозначений запишем информационную составляющую отклика  $m$ -го канала приема на пространственно-временной сигнал ИРИ в  $m$ -й эквивалентной точке приема для фиксированного момента времени:

$$\begin{aligned} Z_m(u_X, u_Y) &= \\ &= E \Sigma \{ k_{mi} \exp(j\mu[u_X \cos \gamma_{mi} + u_Y \sin \gamma_{mi}]) \} = \\ &= E a_m \exp(j(\mu/r)[u_X r_m^X + u_Y r_m^Y]), \end{aligned} \quad (3)$$

где  $E$  — комплексная амплитуда временной компоненты сигнала ИРИ в отдельном канале приема;  $\Sigma\{\dots\} = \sum_{i=0}^{I-1}(\dots)/I$  — оператор усреднения по  $i$ , вводимый в целях сокращения аналитических записей;  $\mu = 2\pi r/\lambda$  — коэффициент пеленгационной чувствительности,  $\lambda$  — длина волны сигнала ИРИ.

В важном частном случае, когда  $u_X, u_Y = 0$ , равенство (3) преобразуется в выражение для вычисления коэффициента  $a_m$ . Кроме того, из равенства производных двух частей (3) (вычисляемых отдельно по каждому из аргументов  $u_X$  и  $u_Y$  при  $u_X, u_Y = 0$ ) следуют два выражения для координат  $r_m^X$  и  $r_m^Y$ , которые более удобно записать для нормированных величин  $p_m^X = a_m r_m^X/r$  и  $p_m^Y = a_m r_m^Y/r$  — скорректированных относительно коэффициента  $a_m$  координат  $r_m^X$  и  $r_m^Y$ . Таким образом:

$$\begin{aligned} a_m &= \Sigma \{ k_{mi} \}; \quad p_m^X = \Sigma \{ k_{mi} \cos \gamma_{mi} \}; \\ p_m^Y &= \Sigma \{ k_{mi} \sin \gamma_{mi} \}. \end{aligned} \quad (4)$$

Для случая линейной поляризации сигнала ИРИ ( $\rho = 0$ ) и общего числа антенных элементов  $3I = 18$  на рис. 2 показан рассчитанный по (2) и (4) пример влияния угла  $\eta$  (при его изменении от нуля до  $\pi$ ) на положения трех эквивалентных точек приема в плоскости  $XOY$ , задаваемых совокупностями координат  $\{r_m^X\}$  и  $\{r_m^Y\}$ , а на рис. 3 — зависимости амплитуд трех откликов приемного тракта от данного угла в виде коэффициентов  $a_0, a_1$  и  $a_2$ , для иллюстрации которых используются соответственно красный, синий и зеленый цвета.

Видно, что при различных значениях угла  $\eta$  различаются треугольники эквивалентных баз пеленгации, вершинами которых являются эквивалентные точки приема. Причем эти треугольники заметно отличаются от равностороннего треугольника, соответствующего круговой поляризации сигнала ИРИ ( $\rho = 1$ ). Отмеченное обстоятельство может повлечь за собой дополнительные погрешности пеленгации ИРИ ввиду взаимной зависимости результатов измерения координат  $u_X$  и  $u_Y$  [7].

Анализируя рис. 3, нетрудно предположить, что соотношения амплитуд трех откликов приемного тракта могут быть использованы для оценки поляризации сигнала ИРИ, а следовательно, и для вычисления зависимых от этой поляризации координат трех эквивалентных точек приема.

Дальнейшие действия, направленные на выявление аналитической связи между совокупностью  $\{a_m\}$  и двумя совокупностями  $\{p_m^X\}$  и  $\{p_m^Y\}$ , требуют применения аппроксимации для каждого коэффициента  $k_{mi}$ . С этой целью воспользуемся представлением  $m$ -го коэффициента (2) в виде суммы двух первых членов его разложения в ряд Фурье относительно разности углов  $\eta - \gamma_{mi}$ :

$$\begin{aligned} k_{mi} &\cong \bar{k} + \tilde{k} \cos 2(\eta - \gamma_{mi}) = \\ &= \bar{k} + \tilde{k}_C \cos 2\gamma_{mi} + \tilde{k}_S \sin 2\gamma_{mi}, \end{aligned} \quad (5)$$

где  $\bar{k}$  и  $\tilde{k}$  — коэффициенты ряда Фурье для постоянной составляющей и второй гармоники разложения;  $\tilde{k}_C = \tilde{k} \cos 2\eta$  и  $\tilde{k}_S = \tilde{k} \sin 2\eta$  — косинусная и синусная квадратурные составляющие второй гармоники разложения.

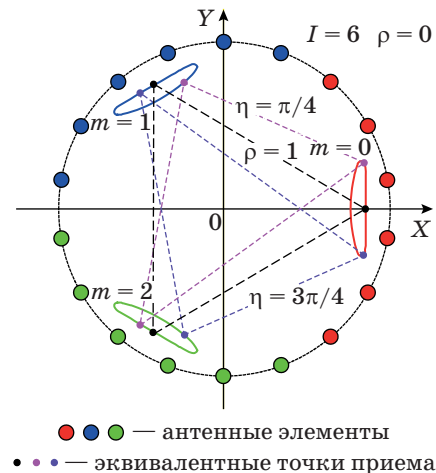


Рис. 2. Положения трех эквивалентных точек приема при различной поляризации сигнала ИРИ

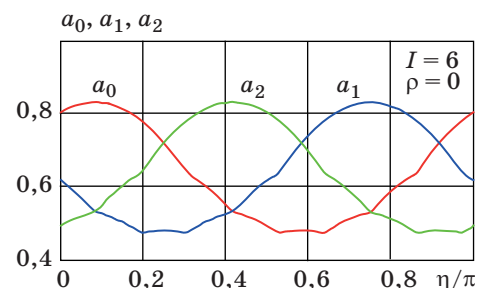


Рис. 3. Зависимости амплитуд откликов трехканального приемного тракта от угла наклона главной оси эллипса поляризации сигнала ИРИ

Для упрощения записей введем векторы-столбцы:  $\mathbf{k}^T = (\bar{k} \quad \tilde{k}_C \quad \tilde{k}_S)$ ,  $\mathbf{a}^T = (a_0 \ a_1 \ a_2)$ ,  $\mathbf{P}_{X(Y)}^T = \begin{pmatrix} P_0^{X(Y)} & P_1^{X(Y)} & P_2^{X(Y)} \end{pmatrix}$ . (Здесь и далее используются нижние и верхние совмещенные индексы “X(Y)”, которые указывают на аналогию индексируемых величин, относящихся либо к плоскости XOZ, либо к плоскости YOZ). Применяя разложение (5) к суммам (4), опишем линейные связи введенных векторов:

$$\mathbf{a} = \mathbf{C}\mathbf{k}, \quad \mathbf{P}_{X(Y)} = \mathbf{B}_{X(Y)}\mathbf{k} = \mathbf{B}_{X(Y)}\mathbf{C}^{-1}\mathbf{a} = \mathbf{D}_{X(Y)}\mathbf{a}. \quad (6)$$

Элементы матриц  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{B}_{X(Y)}$  и  $\mathbf{D}_{X(Y)}$ , входящих в (6), определяются суммами (4), вычисляемыми по каждой из составляющих разложения (5). Используя нумерацию элементов данных матриц от нуля, при которой индекс строки  $m = 0, 1, 2$  и индекс столбца  $n = 0, 1, 2$ , для элементов матриц  $\mathbf{C}$ ,  $\mathbf{B}_X$  и  $\mathbf{B}_Y$  соответственно запишем:

$$\begin{aligned} c_{m0} &= 1, \quad c_{m1} = \Sigma\{\cos 2\gamma_{mi}\}, \quad c_{m2} = \Sigma\{\sin 2\gamma_{mi}\}; \\ b_{m0}^X &= \Sigma\{\cos \gamma_{mi}\}, \quad b_{m1}^X = \Sigma\{\cos 2\gamma_{mi} \cos \gamma_{mi}\}, \\ b_{m2}^X &= \Sigma\{\sin 2\gamma_{mi} \cos \gamma_{mi}\}; \\ b_{m0}^Y &= \Sigma\{\sin \gamma_{mi}\}, \quad b_{m1}^Y = \Sigma\{\cos 2\gamma_{mi} \sin \gamma_{mi}\}, \\ b_{m2}^Y &= \Sigma\{\sin 2\gamma_{mi} \sin \gamma_{mi}\}. \end{aligned}$$

Раскрывая в этой группе выражений угол  $\gamma_{mi}$  согласно (1) и проводя последовательность действий с использованием формул из работы [10], получим аналитические выражения для элементов матриц пересчета  $\mathbf{D}_X = \mathbf{B}_X\mathbf{C}^{-1}$  и  $\mathbf{D}_Y = \mathbf{B}_Y\mathbf{C}^{-1}$  (с аналогичной индексацией от нуля) соответственно:

$$\begin{aligned} d_{mn}^X &= \bar{d} \cos \Gamma_m + \tilde{d} \cos(2\Gamma_n - \Gamma_m); \\ d_{mn}^Y &= \bar{d} \sin \Gamma_m + \tilde{d} \sin(2\Gamma_n - \Gamma_m), \end{aligned} \quad (7)$$

где  $\bar{d}$  и  $\tilde{d}$  — постоянные коэффициенты, определяемые числом  $I$  и вычисляемые следующим образом:  $1/\bar{d} = 2\sqrt{3}I \sin(\pi/(3I))$  и  $\tilde{d} = (2/3)\cos(\pi/(3I))$ ; угол  $\Gamma_m$  ( $\Gamma_n$ ) описан в (1). Отметим, что при большом  $I$  возможна асимптотическая замена сумм (4) интегралами, тогда  $\bar{d} \cong \sqrt{3}/(2\pi)$  и  $\tilde{d} \cong 2/3$ .

Для проведения последующих действий представим  $m$ -й коэффициент  $a_m$  в независимом от мощности сигнала ИРИ виде и опустив (в первом приближении) зависимости данного коэффициента от координат  $u_X$  и  $u_Y$ :

$$a_m = |Z_m(u_X, u_Y)|/Q(u_X, u_Y), \quad (8)$$

где

$$Q(u_X, u_Y) = (\sqrt{2}/3) \sum_m |Z_m(u_X, u_Y)| \quad (9)$$

— нормирующая компонента, формируемая автоматической регулировкой усиления приемно-

го тракта; суммирование проводится по индексу  $m = 0, 1, 2$  (здесь и далее). Наличие множителя  $\sqrt{2}/3$  в данной компоненте обеспечивает значение  $1/\sqrt{2}$  для каждого коэффициента  $a_m$  при круговой поляризации сигнала ИРИ.

### Методика и результат синтеза

Известные [9, 11] приемы синтеза процедур радиолокационных измерений, реализуемые методом максимума функции правдоподобия, наиболее часто основываются на эквивалентах данной функции, определяемых корреляционными характеристиками информационного пространственно-временного сигнала (корреляционным интегралом — согласно терминологии, принятой в работе [9]). Эквивалентом функции правдоподобия при синтезе в сходных с рассматриваемыми (пространственно-кольцевыми) условиями является сумма межканальных комплексно-сопряженных произведений откликов многоканального приемного тракта [12]. Исходя из (3) и принятых обозначений, в случае пространственной трехканальности данный эквивалент примет вид

$$\begin{aligned} L(u_X, u_Y) &= \sum_m Z_m(u_X, u_Y) Z_{\langle m \rangle}^*(u_X, u_Y) = \\ &= |E|^2 \sum_m a_m a_{\langle m \rangle} \times \\ &\times \exp\left\{j \frac{\mu}{r} \left[ u_X (r_m^X - r_{\langle m \rangle}^X) + u_Y (r_m^Y - r_{\langle m \rangle}^Y) \right] \right\}, \end{aligned} \quad (10)$$

где знак “\*” обозначает комплексное сопряжение, а знак “⟨...⟩” — циклический сдвиг [12], при котором  $\langle m \rangle = (m + 1) \bmod 3$ .

Следуя методике синтеза [9, 11, 12], для нахождения максимума функции  $L(u_X, u_Y)$  по аргументу  $u_X$  ( $u_Y$ ) проведем соответствующее дифференцирование данной функции и запишем ее производную в плоскости XOZ (YOZ):

$$L'_{X(Y)}(u_X, u_Y) = -\mu \sum_m w_m^{X(Y)} V_m(u_X, u_Y), \quad (11)$$

где  $V_m(u_X, u_Y) = \text{Im}\{Z_m(u_X, u_Y) Z_{\langle m \rangle}^*(u_X, u_Y)\}$  —  $m$ -я мнимая составляющая функции  $L(u_X, u_Y)$ ;  $w_m^{X(Y)}$  —  $m$ -й коэффициент весового суммирования для плоскости XOZ (YOZ), который вводится, исходя из (10), следующим образом:

$$\begin{aligned} w_m^{X(Y)} &= (a_m a_{\langle m \rangle} / r) (r_m^{X(Y)} - r_{\langle m \rangle}^{X(Y)}) = \\ &= P_m^{X(Y)} a_{\langle m \rangle} - P_{\langle m \rangle}^{X(Y)} a_m. \end{aligned} \quad (12)$$

Решение задачи синтеза будем искать в виде совмещенной модифицированной процедуры формирования оптимальных оценок двух угловых координат ИРИ:  $z_X(u_X, u_Y)$  и  $z_Y(u_X, u_Y)$  — соответственно в плоскостях XOZ и YOZ. Такая



процедура представлена в работе [9] в обобщенном виде (для случая двух взаимно зависимых произвольных неэнергетических параметров), а применительно к рассматриваемым условиям и введенным обозначениям может быть приведена к виду

$$\begin{aligned} z_X(u_X, u_Y) &= K_0 K_X [\tilde{z}_X(u_X, u_Y) - R_Y \tilde{z}_Y(u_X, u_Y)]; \\ z_Y(u_X, u_Y) &= K_0 K_Y [\tilde{z}_Y(u_X, u_Y) - R_X \tilde{z}_X(u_X, u_Y)], \end{aligned} \quad (13)$$

где  $\tilde{z}_{X(Y)}(u_X, u_Y) = -L'_{X(Y)}(u_X, u_Y)/L(u_X, u_Y)$  — частная оценка одной угловой координаты ИРИ в плоскости  $XOZ$  ( $YOZ$ );  $1/K_0 = 1 - R_X R_Y$ ;  $K_X, K_Y, R_X$  и  $R_Y$  — постоянные коэффициенты. В коэффициентах  $K_X, K_Y$  учитываются вторые производные  $L''_{X(X)}(u_X, u_Y)$  и  $L''_{Y(Y)}(u_X, u_Y)$  в плоскостях  $XOZ$  и  $YOZ$  соответственно, а в коэффициентах  $R_X$  и  $R_Y$  — смешанная вторая производная  $L''_{XY}(u_X, u_Y)$ , которая приведена к плоскостям  $XOZ$  и  $YOZ$  соответственно. Для вычисления коэффициентов  $K_X, K_Y, R_X$  и  $R_Y$  используем в качестве исходных выражения, приведенные в работе [9], и выполним следующие приближения данных выражений:

$$\begin{aligned} K_{X(Y)} &= -L(u_X, u_Y)/L''_{X(Y)}(u_X, u_Y) \cong \\ &\cong 1/\left(\mu^2 \sum_m (w_m^{X(Y)})^2\right); \\ R_{X(Y)} &= L''_{XY}(u_X, u_Y)/L''_{X(Y)}(u_X, u_Y) \cong \\ &\cong \mu^2 K_{X(Y)} \sum_m w_m^X w_m^Y. \end{aligned} \quad (14)$$

Приближения в (14) основываются на сокращении зависимых от координат  $u_X$  и  $u_Y$  сомножителей числителей и знаменателей, что допустимо, поскольку различие указанных сомножителей в пределах области измерения угловых координат ИРИ можно пренебречь без ощутимых потерь в линейности синтезируемой процедуры.

Совмещение автоматической регулировки усиления приемного тракта с нормировкой, реализуемой в процедурах радиолокационных измерений, рассматривается авторами работ [9, 11] как наиболее важное обстоятельство, которое определяет потребность в модификации синтезируемых оптимальных процедур. Поэтому, следуя рекомендациям, изложенным в работе [9], в целях упрощения технической реализации искомой процедуры проведем замену функции  $L(u_X, u_Y)$  на функцию  $Q^2(u_X, u_Y)$  в формулах для частных оценок  $\tilde{z}_X(u_X, u_Y)$  и  $\tilde{z}_Y(u_X, u_Y)$ , входящих в (13). Наряду с достигаемым упрощением, при котором нормировка относительно функции  $Q^2(u_X, u_Y)$  осуществляется за счет моноимпульсной автоматической регулировки усиления [13] со связью «назад», функции  $Q^2(u_X, u_Y)$  соответствует также более широкая область нормировки

по координатам  $u_X$  и  $u_Y$ , что важно в практическом плане.

Учитывая изложенные соображения и раскрывая в (13) оценки  $\tilde{z}_X(u_X, u_Y)$  и  $\tilde{z}_Y(u_X, u_Y)$ , запишем в конечном виде процедуру пеленгации ИРИ — результат проведенного синтеза:

$$\begin{aligned} z_X(u_X, u_Y) &= K_X K(u_X, u_Y) \times \\ &\times \sum_m (w_m^X - R_Y w_m^Y) V_m(u_X, u_Y); \\ z_Y(u_X, u_Y) &= K_Y K(u_X, u_Y) \times \\ &\times \sum_m (w_m^Y - R_X w_m^X) V_m(u_X, u_Y), \end{aligned} \quad (15)$$

где  $K(u_X, u_Y) = \mu/[Q^2(u_X, u_Y)/(1 - R_X R_Y)]$  — общий нормирующий сомножитель синтезированной процедуры; коэффициенты  $w_m^X$  и  $w_m^Y$  определены в (12), функция  $Q(u_X, u_Y)$  — в (9), а коэффициенты  $K_X, K_Y, R_X$  и  $R_Y$  — в (14).

Важно отметить, что по структуре пространственно-временной обработки синтезированная процедура аналогична известному техническому решению пространственно-трехканального пеленгатора [14]. Отличие процедуры (15) состоит в поляризационно-зависимых коэффициентах весового суммирования, которые рассчитываются согласно полученным формулам исходя из поляризации сигнала ИРИ.

## Заключение

Организация пространственно разнесенных каналов приема в целях пеленгации ИРИ возможна за счет секторного разделения кольцевой антенной решетки. При этом специфика линейной поляризации элементов данной решетки выражается в поляризационных зависимостях как координат эквивалентных точек пространственно-многоканального приема, так и амплитуд соответствующих принимаемых сигналов. Аналитическая модель данных зависимостей, изложенная в статье, определяет способ вычисления координат трех эквивалентных точек приема по трем амплитудным откликам трехканального приемного тракта, что позволяет осуществлять настройку процедуры пеленгации исходя из поляризации сигнала ИРИ.

Методика проведенного синтеза основывается на конкретизации обобщенной процедуры оптимального совмещенного радиолокационного измерения двух неэнергетических параметров в контексте специфики поляризационных условий пеленгации ИРИ. Полученный результат синтеза аналогичен пространственно-трехканальной процедуре пеленгации, предложенной авторами ранее [4, 5, 14], с тем отличием, что в параметрах этой процедуры учитывается поляризация сигнала ИРИ.

## Литература

1. **Авиационные системы радиопередачи:** в 3 т./ под ред. А. И. Канащенкова и В. И. Меркулова. — М.: Радиотехника, 2004. Т. 3: Системы командного радиопередачи. Автономные и комбинированные системы наведения. — 320 с.
2. **Сазонов Д. М.** Антенны и устройства СВЧ. — М.: Высш. шк., 1988. — 432 с.
3. Пат. 2488925 Российская Федерация, МПК H01Q 1/38. Сверхширокополосная антенна / Г. В. Анцев, И. Г. Анцев, В. С. Павлов, М. А. Савин, Е. Л. Турнецкая, Л. С. Турнецкий, А. Д. Французов. — № 2011147668/07; заявл. 23.11.11; опубл. 27.07.13, Бюл. № 21.
4. **Павлов В. С.** Точность трехотсчетной фазовой процедуры измерения направления на локационный объект // Радиотехника. 2000. № 12. С. 3–10.
5. **Павлов В. С., Турнецкая Е. Л., Турнецкий Л. С.** Пространственно-трехканальный метод пеленгации целей // Состояние, проблемы и перспективы создания корабельных информационно-управляющих комплексов: сб. докл. науч.-техн. конф. М.: ОАО «Концерн «Моринформсистема-Агат», 2011. С. 85–88.
6. **Павлов В. С., Турнецкий Л. С.** Точностной анализ пространственно-многоканальных дискриминаторов систем пеленгации // Вопросы радиоэлектроники. Сер. РЛТ. 2010. № 1. С. 87–97.
7. **Павлов В. С., Турнецкая Е. Л.** Потенциальная точность пеленгации на основе кольцевой антенной решетки из линейно поляризованных элементов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2012. № 4. С. 86–90.
8. **Поздняк С. И., Мелитицкий В. А.** Введение в статистическую теорию поляризации радиоволн. — М.: Сов. радио, 1974. — 480 с.
9. **Коростелев А. А.** Пространственно-временная теория радиосистем. — М.: Радио и связь, 1987. — 320 с.
10. **Градштейн И. С., Рыжик И. М.** Таблицы интегралов, сумм, рядов и произведений. — М.: Наука, 1963. — 1100 с.
11. **Ширман Я. Д., Манжос В. Н.** Теория и техника обработки радиолокационной информации на фоне помех. — М.: Радио и связь, 1981. — 415 с.
12. **Павлов В. С.** Синтез пространственно-многоканальных дискриминаторов систем пеленгации локационных объектов // Изв. вузов России. Радиоэлектроника. 2009. № 3. С. 68–77.
13. **Леонов А. И., Фомичев К. И.** Моноимпульсная радиолокация. — М.: Радио и связь, 1984. — 312 с.
14. Пат. 2364882 Российская Федерация, МПК G01S 3/14. Моноимпульсный фазовый пеленгатор / Г. В. Анцев, А. А. Булатов, В. С. Павлов, Л. С. Турнецкий, А. Д. Французов. — № 2007117465/09; заявл. 10.05.07; опубл. 20.08.09, Бюл. № 23.

UDC 621.396.69

**Spatial Ring-Shaped Direction Finder Synthesis for a Source of Polarized Radio Emission**Pavlov V. S.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, w14z@yandex.ruTurnetskaja E. L.<sup>a</sup>, Senior Lecturer, turnetskaya@mail.ru<sup>a</sup>Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaja St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** Generalized approaches to the synthesis of radio direction finders (RDF) relative to receiving apertures are well-known and represented by various geometrical models. However, many particular practically important application cases require additional research, especially when the spatial polarization conditions of the radiolocation should be taken into account. One of such particular cases is the problem of biplanar passive RDF for a source of radio emission with an a priori unknown polarization parameters, implemented on a basis of a thin ring-shaped receiving aperture consisting of polarized antennas elements. This problem is actual for airborne combined active-passive radiolocation systems when the mentioned conformal receiving aperture of the passive part encircles the round active part antenna along its external edge. The goal of this paper is developing a biplanar RDF procedure for a source of polarized radio emission, performed by the passive part of a combined active-passive radiolocation system on the basis of a ring-shaped antenna array of polar-sensitive elements, when the source signal polarization is uncertain. **Methods:** We use a modified optimal synthesis method for spatial multichannel radiolocation devices of primary detachment of the coordinate information, on the base of a likelihood function. The method is reasonably restricted to the spatial three-channel case. The synthesis problem is solved jointly for two angle coordinates of a polarized radio emission source, as their estimations are mutually dependent. The tighter is the polarization ellipse of the effective signal, the stronger this dependence reveals itself. **Results:** Certain dependences were obtained and analytically described for a ring-shaped antenna array, connecting the signal polarization parameters with the amplitude vector of the 3-channel receiving path response and with the coordinates of the three phase centers of the reception. On the base of these dependences, the correlations were obtained necessary to synthesize an RDF procedure for a polarized radio emission source with uncertain polarization. The result of the synthesis is a spatial 3-channel procedure of biplanar RDF being tuned to the radio emission source polarization in order to ensure that the two estimations of its angle coordinates are independent and optimal. **Practical relevance:** As an innovative technical solution, a procedure was proposed and grounded for passive biplanar RDF of a polarized radio emission source, implemented on the base of a ring-shaped array of linear polarized antenna elements. The procedure provides close-to-potential RDF accuracy for the passive part of a combined active-passive RDF system.

**Keywords** — Direction Finder, Likelihood Function, Polarization, Radio Emission Source, Ring-Shaped Antenna Array, Synthesis.

References

1. *Aviatsionnye sistemy radioupravleniia* [Aviation Radio Control Systems]. Ed. by A. I. Kanashchenkov and V. I. Merkulov. Moscow, Radiotekhnika Publ., 2004. Vol. 3. *Sistemy komandnogo radioupravleniia. Avtonomnye i kombinirovannye sistemy navedeniia* [Command Radio Control Systems. Autonomous and Combined Guidance Systems]. 320 p. (In Russian).
2. Sazonov D. M. *Antenny i ustroistva SVCh* [Antennas and Microwave Devices]. Moscow, Vysshaia shkola Publ., 1988. 432 p. (In Russian).
3. Antsev G. V., et al. *Sverkhshirokopolosnaia antenna* [Ultra-Wideband Antenna]. Patent RF, no. 2488925, 2013.
4. Pavlov V. S. Accuracy of Three-Readings Phase Procedure for Radar Objects Direction Measurement. *Radiotekhnica*, 2000, no. 12, pp. 3–10 (In Russian).
5. Pavlov V. S. Spatially-Three-Channel Method of Targets Direction Finding. *Sbornik dokladov nauchno-tekhnicheskoi konferentsii "Sostoianie, problemy i perspektivy sozdaniia korabel'nykh informatsionno-upravliaiushchikh kompleksov"* [Collection of Reports of Scientific and Technical Conference "Substance, Problems and Perspectives of Nautical Information and Control Systems Elaboration"]. Moscow, "Kontsern «Morinformatsistema-Agat» Publ., 2011, pp. 85–88 (In Russian).
6. Pavlov V. S., Turnetskij L. S. Accuracy Analysis for Spatially-Multichannel Discriminators of Control Systems. *Voprosy radioelektroniki. Ser. RLT*, 2010, no. 1, pp. 87–97 (In Russian).
7. Pavlov V. S., Tournetskaya E. L. Potential Accuracy of Direction-Finding Based on a Ring Array of Elements with Linear Polarization. *Izvestiia vuzov Rossii. Radioelektronika*, 2012, no. 4, pp. 86–90 (In Russian).
8. Pozdnyak S. I., Melitskii V. A. *Vvedenie v statisticheskuiu teoriiu poliarizatsii radiovoln* [Introduction to Statistical Theory of Radio Waves Polarization]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1974. 480 p. (In Russian).
9. Korostelev A. A. *Prostranstvenno-vremennaia teoriia radiosistem* [Spatial-Temporal Theory of Radio Systems]. Moscow, Radio i svjaz' Publ., 1987. 320 p. (In Russian).
10. Gradshtein I. S., Ryzhik I. M. *Tablitsy integralov, summ, riadov i proizvedenii* [Tables of Integrals, Sums, Series and Products]. Moscow, Nauka Publ., 1963. 1100 p. (In Russian).
11. Shirman Ia. D., Manzhos V. N. *Teoriia i tekhnika obrabotki radiolokatsionnoi informatsii na fone pomekh* [Theory and Techniques of Radar Information Processing against Clutters Background]. Moscow, Radio i svjaz' Publ., 1981. 415 p. (In Russian).
12. Pavlov V. S. Spatially-Multichannel Discriminators Synthesis for Direction Finding Systems of Location Objects. *Izvestiia vuzov Rossii. Radioelektronika*, 2009, no. 3, pp. 68–77 (In Russian).
13. Leonov A. I., Fomichev K. I. *Monoimpul'snaia radiolokatsiia* [Monopulse Radiolocation]. Moscow, Radio i svjaz' Publ., 1984. 312 p. (In Russian).
14. Antsev G. V., et al. *Monoimpul'snyi fazovyi pelengator* [Monopulse Phased Direction Finder]. Patent RF, no. 2364882, 2009.



УДК 612.843,721

## МЕХАНИЗМЫ И ПОГРЕШНОСТИ ВОСПРИЯТИЯ 3D-ПРОСТРАНСТВА ЗРИТЕЛЬНОЙ СИСТЕМОЙ

Н. Н. Красильников<sup>а</sup>, доктор техн. наук, профессор

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

**Постановка проблемы:** отсутствие четких представлений о том, как формируется ощущение глубины пространства в зрительной системе человека, принуждает каждый раз опытным путем определять, возможно ли получить желаемый стереоскопический эффект при съемке данной сцены, и если да, то при каких параметрах. Цель статьи состоит в выявлении существенных для решения данной проблемы особенностей зрительного восприятия глубины 3D-пространства. **Результаты:** теоретические и экспериментальные исследования показали, что при небольших расстояниях наблюдения механизм зрения, основанный на стереоскопическом эффекте, позволяет оценивать расстояния до объектов с меньшей погрешностью, чем механизм зрения, основанный на перспективных преобразованиях. При больших расстояниях имеет место обратная ситуация. Предложена и экспериментально подтверждена гипотеза, которая объясняет возникновение ощущения глубины пространства при наблюдении реальных сцен и стереоскопических изображений «конвергенционно-дивергенционными» движениями глаз, что позволило разработать методику определения оптимальных условий стереоскопической съемки для достижения максимального стереозффекта, а также методику выбора оптимальных параметров конвертации изображений и видео из 2D-формата в 3D-формат. Показано, что карта глубины стереоскопического изображения допускает весьма большие погрешности, не приводящие к заметным искажениям результирующего изображения. **Практическая значимость:** полученный результат делает возможным выполнение коррекции имеющихся стереоскопических изображений и фильмов. Знание факта, что карта глубины стереоскопического изображения допускает весьма большие погрешности, не приводящие к заметным искажениям результирующего изображения, позволяет существенно упростить процедуру конвертации 2D-изображения в 3D-изображение.

**Ключевые слова** — 3D-изображение, стереоскопическое изображение, конвертация, 2D-изображение, видео, 3D-формат.

### Введение

С середины первого десятилетия 21 века начинают интенсивно развиваться и внедряться в быт и промышленность 3D-технологии, в том числе технологии получения и демонстрации стереоскопических статичных изображений и видео. Сюда, в частности, относится открытие 3D-кинотеатров, появление в продаже доступных по цене 3D-телевизоров, 3D-фотокамер, приборов и приложений для конвертации 2D-изображений и видео в 3D-формат, услуг по изготовлению в 3D-формате растровых фотографий, а также продажа расходных материалов и оборудования для их изготовления. Отметим, что, строго говоря, во всех перечисленных случаях речь идет о стереоскопических изображениях, а термин 3D используется, скорее, в рекламных целях. Одновременно в Интернете появилось множество публикаций на эту тему, в том числе и на профессиональном уровне. В этих публикациях рассматриваются технологические особенности получения стереоскопических фотографий, а также съемки и технологии монтажа 3D-фильмов. Особое место занимают публикации, касающиеся конвертации фотографий и фильмов в 3D-формат [1–3], а также многочисленные сайты, предлагающие скачать приложения для конвертации. В большинстве публикаций обычно приводятся лишь самые общие сведения об ис-

пользуемых методах [4, 5], что же касается предлагаемых приложений, то результаты их работы оставляют желать лучшего, в чем нетрудно убедиться путем их применения.

Касаясь ситуации в России в этой области, отметим, что, по оценке журнала «Деньги», в России рынок профессиональной 3D-визуализации по состоянию на 2010 г. отставал от мирового лет на 5–10, более поздних оценок найти не удалось [6]. В частности, в журнале говорится, что развитие 3D-технологий в России тормозит проблема дефицита на рынке 3D-специалистов и отсутствие узкоспециализированного образования в этой отрасли.

Характеризуя ситуацию, сложившуюся в этой области, следует отметить, что одной из причин, тормозящих развитие 3D-кинотеатров и 3D-телевидения, является недостаточное количество 3D-контента, которое, в свою очередь, обусловлено трудностями стереоскопической съемки. Отсутствие четких представлений о том, как формируется ощущение глубины пространства в зрительной системе человека, принуждает каждый раз опытным путем определять, возможно ли получить желаемый стереоскопический эффект при съемке данной сцены, а если да, то при каких параметрах. Эти же трудности возникают при конвертации 2D-фильмов в 3D-формат с той разницей, что переснять плохо конвертирующиеся сцены уже невозможно. Сказанное

полностью относится и к получению 3D (стерео) фотографий.

В случае наблюдения 3D-изображений, в отличие от наблюдения 2D-изображений, у зрителя в дополнение к оценке расстояния до каждого из изображенных объектов возникает еще ощущение глубины пространства благодаря бинокулярному зрению. Для прояснения ситуации рассмотрим проблему подробнее. Вначале рассмотрим работу механизмов, посредством которых в зрительной системе осуществляется оценка расстояния до каждого из объектов при наблюдении 3D-сцены, а затем механизм, создающий ощущение глубины пространства.

### Оценка расстояния до наблюдаемого объекта

Известно, что расстояние до наблюдаемого объекта зрительной системой человека оценивается рядом механизмов, погрешности которых сильно различаются между собой. Перечисляя кратко, отметим механизмы, основанные на:

- определении размера проекций наблюдаемого объекта на сетчатки глаз при условии, что истинный размер объекта априори известен;
- явлении стереоскопического эффекта, который обусловлен тем, что глаза зрителя разнесены по горизонтали на величину базы;
- использовании явления аккомодации глаз;
- использовании воздушной перспективы.

Для того чтобы судить о роли этих механизмов при оценке расстояния до наблюдаемого объекта зрителем, найдем погрешность определения расстояния каждым из этих механизмов.

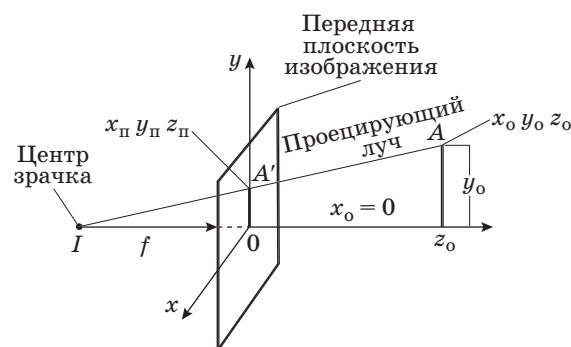
При определении расстояния до объекта первым из перечисленных выше механизмов оценка погрешности обусловлена двумя статистически независимыми источниками.

Во-первых, зритель не способен хранить в зрительной памяти абсолютно точные размеры объекта, например его высоту  $H$ , а запоминает их с некоторой погрешностью  $\Delta H$ . Это приводит к погрешности оценки расстояния до объекта  $\Delta L_H$ .

Во-вторых, вследствие дискретного строения сетчатки, которое ограничивает остроту зрения углом  $\beta_{пор}$ , зрительная система не может абсолютно точно оценить размеры проекции объекта на сетчатку, а выполняет это с некоторой погрешностью  $\Delta L_{пор}$ .

Поскольку оба источника погрешности статистически независимы, результирующая погрешность находится путем суммирования их дисперсий с последующим извлечением квадратного корня:

$$\Delta L_{персп} = \sqrt{\Delta L_{пор}^2 + \Delta L_H^2}. \quad (1)$$



■ Рис. 1. Модель оптической части глаза в виде модели камеры с передней плоскостью изображения

Переходя к выводу формул для расчета компонента погрешности  $\Delta L_H$ , представим оптическую часть глаза зрителя в виде модели камеры с передней плоскостью изображения (рис. 1). На этом рисунке жирными линиями показан объект  $A$  (вертикальная линия), координаты верхней точки которого  $x_0, y_0, z_0$ , и его проекция  $A'$ , координаты верхней точки которой  $x_п, y_п, z_п$ . Кроме того, через  $f$  обозначено фокусное расстояние зрачка глаза. Введем еще ряд дополнительных обозначений:  $H$  — высота объекта:  $H = y_0$ ;  $h$  — высота проекции объекта:  $h = y_п$ ;  $L$  — расстояние от объекта до объектива камеры:  $L = z_0 + f$ .

Найдем вначале выражение для составляющей погрешности  $\Delta L_H$ , для чего составим очевидную пропорцию

$$\frac{H}{L} = \frac{H + \Delta H}{L + \Delta L_H},$$

решая которую относительно  $\Delta L_H$  получим

$$\Delta L_H = L \frac{\Delta H}{H}. \quad (2)$$

Перейдем теперь к выводу формулы для расчета второго компонента погрешности оценки расстояния до наблюдаемого объекта  $\Delta L_{пор}$  рассматриваемым механизмом зрительной системы. Из подобия треугольников  $y_0, z_0, I$  и  $y_п, z_п, I$  следует, что

$$y_п = \frac{y_0 f}{z_0 + f}.$$

Учитывая, что расстояние от объекта до зрачка, как было отмечено,  $L = z_0 + f$ , запишем

$$L = Hf/h. \quad (3)$$

Поскольку причиной погрешности оценки расстояния до объекта  $\Delta L_{пор}$  в рассматриваемом случае является погрешность определения размера его проекции на сетчатки глаз  $\Delta h$ , обусловленная их дискретной структурой, то, как нетрудно

видеть, ошибочное определение величины проекции  $h + \Delta h$  дает значение расстояния

$$L - \Delta L_{\text{пор}} = \frac{Hf}{h + \Delta h}. \quad (4)$$

Решая это уравнение относительно  $\Delta L_{\text{пор}}$ , находим

$$\Delta L_{\text{пор}} = L - \frac{Hf}{h} \frac{h}{h + \Delta h},$$

что с учетом формулы (3) после несложных преобразований дает

$$\Delta L_{\text{пор}} = L\Delta h / (h + \Delta h).$$

Разделим числитель и знаменатель этой формулы на  $f$ :

$$\Delta L_{\text{пор}} = L \frac{\Delta h/f}{h/f + \Delta h/f}.$$

Поскольку  $h/f = H/L$ , что следует из подобия треугольников, то, заменяя в формуле  $h/f$  на  $H/L$ , будем иметь

$$\Delta L_{\text{пор}} = L \frac{\Delta h/f}{H/L + \Delta h/f}.$$

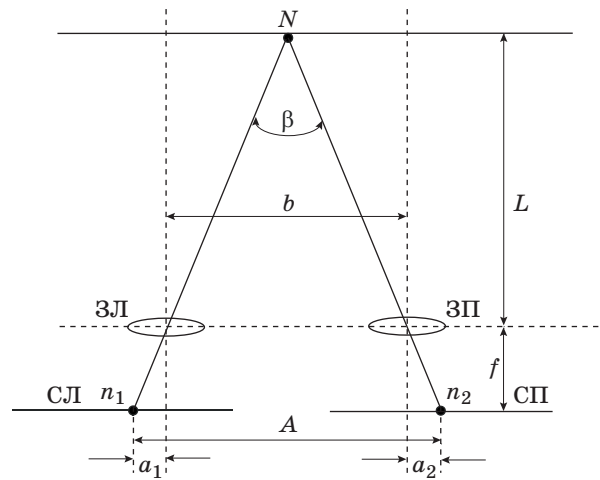
Величина  $\Delta h/f$  имеет смысл углового размера между двумя колбочками, спроецированными на плоскость, перпендикулярную оси наблюдения и совмещенную с объектом, т. е. угла, определяющего остроту зрения  $\beta_{\text{пор}}$ , который равен приблизительно одной минуте. С учетом этого запишем

$$\Delta L_{\text{пор}} = L\beta_{\text{пор}} / (H/L + \beta_{\text{пор}}). \quad (5)$$

Результирующая погрешность оценки расстояния до наблюдаемого объекта рассматриваемым механизмом зрительной системы,  $\Delta L_{\text{персп}}$ , вычисляется по формуле (1).

Перейдем теперь к выводу формулы для оценки погрешности расстояния до наблюдаемого объекта посредством механизма бинокулярного зрения. В качестве наблюдаемого объекта возьмем точку  $N$  (рис. 2), удаленную от линии, соединяющей зрачки левого  $ЗЛ$  и правого  $ЗП$  глаз наблюдателя, на расстояние  $L$ . Вследствие того, что зрачки глаз смещены по горизонтали друг относительно друга на величину базиса  $b$ , равного примерно 65 мм, их проекции на сетчатках глаз  $n_1$  и  $n_2$  также оказываются смещенными. В рассматриваемом примере на сетчатке левого глаза  $СЛ$  проекция точки смещена влево от центра сетчатки на величину  $a_1$ , а на сетчатке правого глаза  $СП$  смещена вправо на величину  $a_2$ . Сумма этих смещений называется линейным параллаксом:

$$p = A - b = a_1 + a_2. \quad (6)$$



■ Рис. 2. Схема бинокулярного наблюдения

Из подобия треугольников  $n_1Nn_2$  и  $ЗЛНЗП$  следует, что  $b/A = L/(L + f)$ , следовательно:

$$L = bf / (A - b).$$

Принимая во внимание равенство (6), получим окончательно

$$L = bf / p. \quad (7)$$

Обратим внимание на то, что формулы (3) и (7) имеют идентичную структуру. Следствием этого является то, что и формула для оценки погрешности измерения расстояния до наблюдаемого объекта на основе механизма бинокулярного зрения будет иметь структуру, идентичную структуре формулы (5), в чем нетрудно убедиться:

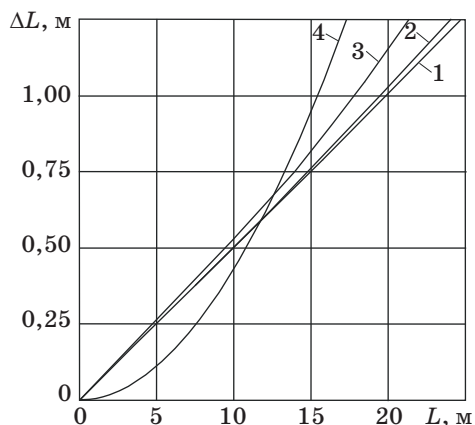
$$\Delta L_{\text{стерео}} = L\beta_{\text{пор}} / (b/L + \beta_{\text{пор}}). \quad (8)$$

В обоих случаях формулы для определения погрешностей различаются первыми слагаемыми знаменателей: в одной  $b/L$ , в другой  $H/L$ .

График зависимости величин погрешностей от расстояния наблюдения для двух сравниваемых механизмов зрения приведен на рис. 3. Расчет произведен по формулам (1), (2), (5) и (8). При расчетах приняты следующие исходные данные:  $\beta_{\text{пор}} = 0,00029$ ,  $b = 0,065$  м,  $\Delta H/H = 0,05$ . Кривые 1, 2, 3 построены для  $H = 1$ ; 0,5 и 0,2 м соответственно. Из графика следует, что при расстояниях наблюдения примерно до 11 м механизм зрения, основанный на стереоскопическом эффекте, позволяет оценивать расстояния до объектов с меньшей погрешностью, чем механизм зрения, основанный на перспективных преобразованиях, в то время как при больших расстояниях имеет место обратная картина. Практика полностью это подтверждает.

Что касается оценки расстояния, обеспечиваемой другими перечисленными механизмами



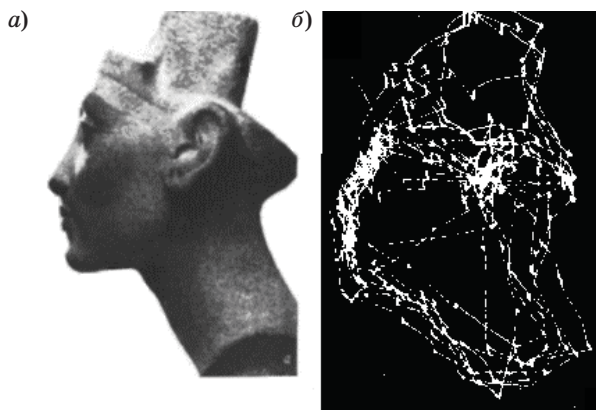


■ **Рис. 3.** Зависимости погрешности оценки дальности до объекта от расстояния наблюдения для механизма, использующего явление перспективных преобразований (кривые 1, 2, 3), и для механизма, использующего явление параллакса (кривая 4)

зрения, то погрешности, с которыми они это делают, несопоставимо больше погрешностей рассмотренных механизмов зрения, и поэтому рассматривать их в данном контексте не имеет смысла.

### Механизм формирования глубины пространства при наблюдении 3D-сцен и стереоскопических изображений

Из физиологии зрения известно, что при наблюдении сцены или изображения оптические оси глаз совершают содружественные саккадические движения с интервалом около 50–60 мс [7]. Эксперименты Ярбуса показали, что при этом оси зрения фиксируются на световых границах объектов наблюдаемой сцены. Изображения, приведенные на рис. 4, а, б, иллюстрируют это.



■ **Рис. 4.** Наблюдаемое изображение (а) и траектории и точки фиксации оптической оси глаза при наблюдении изображения (б)

Для объяснения механизма возникновения у зрителя ощущения глубины пространства при наблюдении 3D-сцен и стереоскопических изображений нами была выдвинута следующая гипотеза.

При рассматривании стереоскопического изображения оптические оси левого и правого глаза зрителя постоянно и синхронно сканируют это изображение, оставаясь в плоскости, параллельной линии надбровья. В момент пересечения вертикальных, или содержащих вертикальную составляющую, световых границ, образуемых изображенными объектами, они одновременно фиксируются на них в одних и тех же точках. При фиксации в зрительную систему посылается сигнал об угле между оптическими осями глаз, получив который, зрительная система «вычисляет» дистанцию от зрителя до точки фиксации на изображенном объекте. Благодаря тому, что при наблюдении стереоскопического изображения глаза зрителя в процессе сканирования постоянно совершают «конвергенционно-дивергенционные» движения, а зрительная система постоянно «вычисляет» дистанции от зрителя до точек фиксации на изображенных объектах, создается ощущение глубины пространства. При рассматривании плоской картины такого ощущения не возникает вследствие отсутствия «конвергенционно-дивергенционных» движений глаз при ее сканировании, хотя определение расстояния до изображенных объектов у зрителя затруднения не вызывает. Эти же процессы протекают в зрительной системе и при наблюдении 3D-сцен.

Выдвинутая гипотеза подтверждается экспериментально. Знание этого механизма позволяет избегать неудачных композиций кадров при стереоскопической съемке фотографий и видео. Проиллюстрируем сказанное примерами.

1. Для возникновения у зрителя ощущения глубины пространства необходимо, чтобы в его поле зрения присутствовали резкие вертикальные световые границы рассматриваемых объектов или, по крайней мере, границы, включающие в себя «вертикальную составляющую», например, достаточно крутые наклонные границы. Пример 2D-изображения такой сцены показан на рис. 5 [9], а ее 2D цветное и стереоскопическое изображения в анаглифном формате приведены на рис. П1 и П2 приложения, размещенного на сайте [8]. Отметим, что размытие границ, например вследствие плохой фокусировки, сильно снижает стереоэффект.

2. Если в фотографируемой сцене отсутствуют объекты с вертикальными или содержащими вертикальную составляющую границами, то при стереоскопической съемке такой сцены левое и правое изображения стереопары не будут между собой различаться. Поэтому изображение, полу-



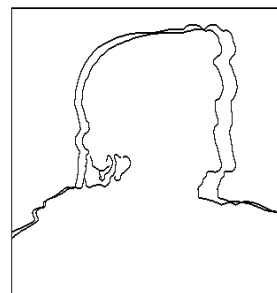
■ **Рис. 5.** Пример изображения сцены, содержащей резкие вертикальные световые границы и границы, включающие в себя «вертикальную составляющую», для которой может быть создано стереоскопическое изображение



■ **Рис. 6.** Пример изображения сцены, не содержащей вертикальных световых границ, для которой невозможно создать стереоскопическое изображение

чившееся в результате фотографирования, не будет вызывать ощущение глубины пространства (рис. 6) [10].

3. Рассмотрим теперь с позиций выдвинутой гипотезы так называемый «эффект отжатия рамкой», хорошо известный кинематографистам, снимающим стереофильмы. Этот эффект заключается в том, что если снимаемый объект выходит за вертикальные границы кадра, ощущение глубины пространства ослабляется, при этом ослабление тем сильнее, чем большая часть объекта оказывается за пределами кадра. На рис. П3а и П3б сайта [8] приведены два стереоскопических изображения в анаглифном представлении, демонстрирующие это явление. Для объяснения



■ **Рис. 7.** Рисунок, поясняющий возникновение «эффекта отжатия рамкой»

причины возникновения данного эффекта обратимся к рис. 7, где показаны наложенные друг на друга контуры, соответствующие световым границам левого и правого компонентов стереопары стереоскопического изображения (см. рис. П3а [8]).

Согласно предложенной нами гипотезе, при зрительном сканировании стереоскопического изображения оптические оси левого и правого глаз фиксируются на световых границах проекций объектов на сетчатки глаз, оставаясь в плоскости, параллельной линии надбровья. В данном примере это будет линия, параллельная горизонтальной границе изображения, показанного на рис. П3а [8]. При рассматривании верхней части рисунка зритель увидит изображенную на нем часть объекта на расстоянии, соответствующем параллаксу (расхождению контуров). При рассматривании же нижней части зритель увидит ее на том же расстоянии, что и рамка рисунка, потому что контуры, соответствующие световым границам изображенного объекта, сливаются с вертикальной границей изображения. Таким образом, при ограничении изображенного на рисунке объекта по бокам рамкой глубина рассматриваемой части объекта совпадает с глубиной рамки, отсюда и «эффект отжатия рамкой». Понимание механизма «эффекта отжатия рамкой» позволило нам предложить способ, как его избежать. Но это будет тема другой статьи.

### **Влияние погрешности воспроизведения карты глубины на восприятие глубины пространства**

Как было показано, бинокулярное зрение при оценке расстояний до наблюдаемых объектов (координат глубины) обеспечивает сравнительно небольшую погрешность только на небольших расстояниях наблюдения, и, по-видимому, его основная роль заключается в создании ощущения глубины пространства благодаря «конвергентно-дивергентным» движениям глаз при наблюдении сцены. В связи с этим возникает вопрос, насколько точно необходимо пред-

ставлять карту глубины, например, при конвертации 2D-изображений в 3D-изображения или при представлении данных о стереоскопическом изображении в формате 2D + Z, для того, чтобы зрителю при воспроизведении изображений погрешности представления глубины оставались бы незаметными.

Для ответа на этот вопрос нами был поставлен следующий эксперимент. Посредством программы 3Ds Max в 3D-среде было размещено 3D-изображение головы человека (виртуальный объект). Затем с помощью двух виртуальных камер, помещенных в эту среду, были получены два изображения, которые составили стереопару. Далее, по измеренным величинам параллакса для каждого соответствующего пикселя этих изображений рассчитывалась карта глубины для 3D-изображения головы человека представляемой стереопары. На рис. П4а [8] приведено изображение головы человека (виртуального объекта), полученное путем фотографирования 3D-изображения спереди; на рис. П4б показано стереоскопическое изображение в анаглифном представлении, полученное путем фотографирования 3D-изображения двумя виртуальными камерами, а на рис. П4в показана карта глубины, рассчитанная указанным способом. Затем было сформировано анаглифное стереоскопическое изображение, при изготовлении которого была использована сильно упрощенная (примитивная) карта глубины (рис. П5а [8]; анаглифное стереоскопическое изображение, соответствующее этой карте глубины, приведено на рис. П5б [8]). Несмотря на то, что карты глубин, показанные на рис. П4в и П5а [8], даже не сопоставимы по своему виду, столь сильно они разнятся между собой, изображение на рис. П5б смотрится так же хорошо, как и изображение на рис. П4б. На рис. П5в [8] приведено анаглифное изображение, при изготовлении которого была использована упрощенная карта глубины в виде криволинейной поверхности. И в этом случае на изображении нет заметных зрителю искажений. Для сравнения на рис. П6 [8] показано так называемое псевдо-стереоскопическое изображение в анаглифном формате, которое отличается от стереоскопического тем, что для всех пикселей левого и правого изображений стереопары параллакс сделан одинаковым. В этом случае, как нетрудно видеть,

возникает эффект плоского изображения, смещенного по глубине относительно плоскости стереоскопического окна на некоторую постоянную величину, определяемую величиной параллакса.

Таким образом, эксперименты показали, что стереоскопическое изображение допускает большие искажения параллакса, следовательно, допустимы большие погрешности карты глубины без возникновения заметных зрителю искажений на стереоскопическом изображении. Эта особенность зрительной системы позволяет упростить процесс конвертации 2D-изображений в 3D-изображения.

## Заключение

В заключение отметим, что принципиальной особенностью наблюдения 3D-сцен и изображений, которая отличает их от наблюдения 2D-изображений, является возникновение ощущения глубины за счет бинокулярного зрения. При этом важно четко представлять как роль отдельных зрительных механизмов в оценке расстояний до наблюдаемых объектов, так и механизм, посредством которого формируется ощущение глубины пространства. Отсутствие количественной теории, описывающей работу этих механизмов, приводило к необходимости опытным путем определять как условия съемки стереоскопических фотографий и видео (3D-видео), так и алгоритмы конвертации изображений и видео из 2D-формата в 3D-формат. В результате проведенных исследований нами была выдвинута и экспериментально подтверждена гипотеза «конвергенционно-дивергенционных» движений глаз. Эта гипотеза не только объясняет, каким образом формируется ощущение глубины пространства, но и указывает, как правильно построить кадр для того, чтобы максимально обеспечить стереоэффект, объясняет роль вертикальных и горизонтальных границ, роль фокусировки, что и почему приводит к возникновению «эффекта рамки» и т. д.

Кроме того, в результате исследований было показано, что карта глубины стереоскопического изображения допускает весьма большие погрешности в процессе ее формирования, не приводящие к заметным искажениям результирующего изображения.

## Литература

1. Красильников Н. Н. Метод формирования 3D-изображения сцены по одной фотографии // Информационно-управляющие системы. 2013. № 3. С. 2–7.
2. Красильников Н. Н., Красильникова О. И. Метод конвертации 2D-изображения в стереоскопическое

3D-изображение // Оптический журнал. 2014. Т. 82. № 2. С. 1–9.

3. Krasil'nikov N. N., Krasil'nikova O. I. Method of Converting a 2D Image into a Stereoscopic 3D Image // Journal of Optical Technology. 2014. Vol. 81. Iss. 2. P. 68–74.



4. **Конвертация 2d в 3d.** Что такое псевдостерео? <http://www.televizor-3d.ru/konvertaciya-2-d-v-3d.html> (дата обращения: 10.10.2014).
5. **Почему «Титаник» стоит смотреть в стерео 3D.** <http://total3d.ru/diy/92707/> (дата обращения: 10.10.2014).
6. **Город в 3D.ru.** <http://gorodv3d.ru/3d-tours-technology-success-story.html> (дата обращения: 04.10.2014).
7. **Физиология сенсорных систем. Ч. 1: Физиология зрения / под ред. Г. В. Гершуни.** — Л.: Наука, 1971. — 416 с.
8. **Приложение к статье «Восприятие 3D-пространства зрительной системой и роль бинокулярного зрения»** [http://cv.guap.ru/krasilnikov\\_nn/files/pril002](http://cv.guap.ru/krasilnikov_nn/files/pril002) (дата обращения: 10.08.2014).
9. **Изображение рельсов.** <http://img-2007-07.photosight.ru/20/2205746.jpg> (дата обращения: 09.10.2014).
10. **Изображение штиля на море.** [http://alex-petsch.ucoz.ru/\\_ph/3/609301960.jpg](http://alex-petsch.ucoz.ru/_ph/3/609301960.jpg) (дата обращения: 09.10.2014).

UDC 612.843,721

**Mechanisms and Inaccuracies of 3D Spatial Perception by Visual System**Krasilnikov N. N.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, NNKrasilnikov@yandex.ru<sup>a</sup>Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentation, 67, B. Morskaja St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** The lack of clear ideas about how the human visual system forms the sensation of spatial depth forces us to experimentally determine while shooting every scene whether it is possible to obtain the desired stereoscopic effect, and if so, under what parameters. The aim of this article is to identify the features of visual perception of 3D spatial depth essential to resolve this problem. **Results:** Theoretical and experimental studies have shown that at short observation distances the vision mechanism based on the stereoscopic effect allows us to estimate distances to objects with lesser errors than the vision mechanism based on perspective transformations. At long distances, the situation is reversed. An hypothesis was proposed and experimentally confirmed which explained how the sensation of spatial depth appears while watching real scenes and stereoscopic images by "converging-diverging" eye movements. This led to the development of a method determining the optimal conditions of stereoscopic shooting giving the best stereo effect, as well as the technique of choosing the optimal parameters of image/video conversion from 2D into 3D. It was shown that the depth map of a stereoscopic image tolerates significant inaccuracies which do not lead to any noticeable distortion of the resulting image. **Practical relevance:** The obtained result makes it possible to correct the existing stereoscopic images and movies. When we know that the depth map of a stereoscopic image tolerates inaccuracies without any noticeable distortion, we can considerably simplify the procedure of converting 2D images into 3D.

**Keywords** — 3D-Image, Stereoscopic Image, Conversion, 2D Format, Video, 3D Format.**References**

1. Krasilnikov N. N. The Method of Generating a 3D-Image Scene Based on a Single Photograph. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2013, no. 3(64), pp. 2–7 (In Russian).
2. Krasilnikov N. N., Krasilnikova O. I. The Method of Converting 2D-Images in Stereoscopic 3D-Image. *Opticheskii zhurnal*, 2014, vol. 82, no. 2, pp. 1–9 (In Russian).
3. Krasil'nikov N. N., Krasil'nikova O. I. Method of Converting a 2D Image into a Stereoscopic 3D Image. *Journal of Optical Technology*, 2014, vol. 81, iss. 2, pp. 68–74.
4. *Konvertaciya 2d v 3d. Chto takoe psevdostereo?* [Converting 2D to 3D. What is Pseudostereo?]. Available at: <http://www.televizor-3d.ru/konvertaciya-2-d-v-3d.html> (accessed 10 October 2014).
5. *Pochemu "Titanik" stoit smotret' v stereo 3D* [Why "Titanic" is Worth Watching in Stereo 3D]. Available at: <http://total3d.ru/diy/92707/> (accessed 10 October 2014).
6. *Gorod v 3D.ru* [The City in 3D.ru]. Available at: <http://gorodv3d.ru/3d-tours-technology-success-story.html> (accessed 4 October 2014).
7. *Fiziologiya sensornyh sistem. Chast Pervaia. Fiziologiya zreniya* [Physiology of Sensory Systems. Part One. Vision Physiology]. Ed. by G. B. Gershuni. Leningrad, Nauka Publ., 1971. 416 p. (In Russian).
8. *Prilozhenie k stat'e "Vospriyatie 3D-prostranstva zritel'noi sistemoi i rol' binokuliarnogo zreniya"* [The appendix to the article "Perception of the 3D Space by the Visual System and the Role of Binocular Vision"]. Available at: [http://cv.guap.ru/krasilnikov\\_nn/files/pril002](http://cv.guap.ru/krasilnikov_nn/files/pril002) (accessed 10 August 2014).
9. *Izobrazhenie rel'sov* [Picture Rails]. Available at: <http://img-2007-07.photosight.ru/20/2205746.jpg> (accessed 9 October 2014).
10. *Izobrazhenie shtilia na more* [The Picture of Calm on the Sea]. Available at: [http://alex-petsch.ucoz.ru/\\_ph/3/609301960.jpg](http://alex-petsch.ucoz.ru/_ph/3/609301960.jpg) (accessed 9 October 2014).

УДК 681.5

## ПРИМЕНЕНИЕ МАТЕМАТИЧЕСКОГО ПРОГРАММИРОВАНИЯ ДЛЯ АНАЛИЗА ЭКСПЕРИМЕНТАЛЬНЫХ ДАННЫХ

А. Ю. Кучмин<sup>а</sup>, канд. техн. наук, старший научный сотрудник

А. К. Абрамян<sup>а</sup>, доктор техн. наук, главный научный сотрудник

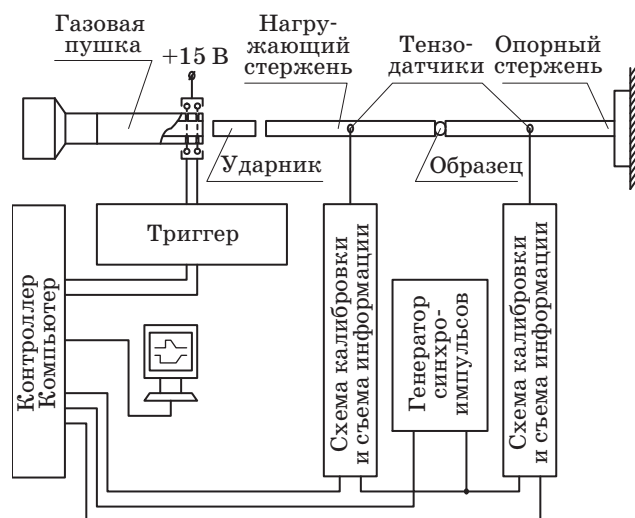
<sup>а</sup>Институт проблем машиноведения РАН, Санкт-Петербург, РФ

**Цель:** одним из распространенных методов изучения поведения материалов в диапазоне скоростей  $10^2 \div 10^4 \text{ с}^{-1}$  деформации является использование разрезного стержня Гопкинсона — Кольского. Известные различные методы сквозной калибровки таких экспериментальных установок не устраняют ряд факторов: разброс форм нагружающего импульса, неточности временной привязки импульсов, наличие в импульсах шумовых составляющих и т. д., — к которым чувствительны методики расчета характеристик материалов, например инкубационного времени. Цель исследования — применение методов цифровой обработки сигналов для фильтрации и анализа экспериментальных данных как взаимосвязанной триады нагружающего, отраженного и прошедшего импульсов с учетом физических процессов в материале. **Результаты:** предложены эффективные алгоритмы совместных фильтрации и анализа экспериментальных сигналов, полученных на установке Гопкинсона. Показано, что данная задача может быть сформулирована как задача математического программирования. Она сводится к квадратичному программированию при фильтрации взаимосвязанной триады нагружающего, отраженного и прошедшего импульсов и описывается как последовательность задач квадратичного программирования в случае, когда выполняется и согласованная фильтрация импульсов, и расчет фазовых сдвигов между ними. **Практическая значимость:** предложенные алгоритмы фильтрации и анализа позволили выделить составляющие сигналов, которые обусловлены влиянием экспериментальной установки, и исключить их при дальнейшем расчете характеристик материалов, что привело к существенному (более чем в 2 раза) уменьшению средне-квадратического отклонения. В отличие от стандартных методов фильтрации (преобразования Фурье, вейвлет-анализа, корреляционного анализа) в предложенные алгоритмы заложены соотношения, не противоречащие физике исследуемого материала. Данные алгоритмы могут быть улучшены путем введения новых моделей материалов.

**Ключевые слова** — разрезной стержень Гопкинсона — Кольского, математическое программирование, цифровая обработка сигналов.

### Введение

При динамических испытаниях материалов часто используется установка с разрезными стержнями Гопкинсона — Кольского [1, 2]. Установка (рис. 1) включает в себя газовую пушку с системой контроля давления, систему сбора данных и набор сменных измерительных стержней. Образец располагается между стержнями.



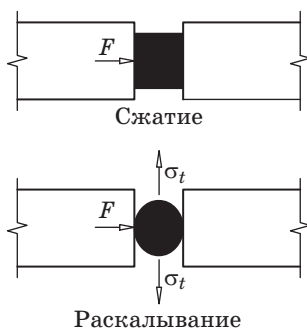
■ Рис. 1. Установка для динамических испытаний материалов

Стержни используются для передачи импульса напряжений в образец, а также регистрации параметров данного импульса. Соударение ударника с передающим стержнем приводит к формированию и распространению волны сжатия в этом стержне. Часть волны переходит в образец, а другая отражается на границе образца и стержня. Время распространения волны по образцу должно быть достаточно меньше, чем длительность импульса напряжений. Выполнение этого условия эксперимента приводит к многократному перетражению волны от границ образца и стержней и формированию однородного напряженного состояния по всему объему образца. Поэтому силы, действующие на образец со стороны входящего и выходящего стержня, будут равны. Импульсы деформации во входном и выходном стержнях измерялись с помощью тензодатчиков, приклеенных на внешнюю поверхность стержней.

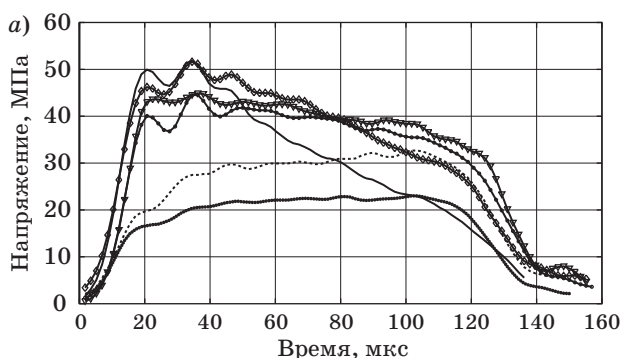
Для испытаний на одноосное сжатие используется классическая схема Кольского, на растяжение, как правило, — схема Бразильского теста. Разница в техническом исполнении экспериментов заключается в установке образца (рис. 2), где  $F$  — сила, действующая на образец;  $\sigma_t$  — скорость роста напряжений.

В результате испытаний получают зависимости в виде графиков, необходимых для оценки прочности материалов при действии на них динамических нагрузок. Примеры типичных гра-

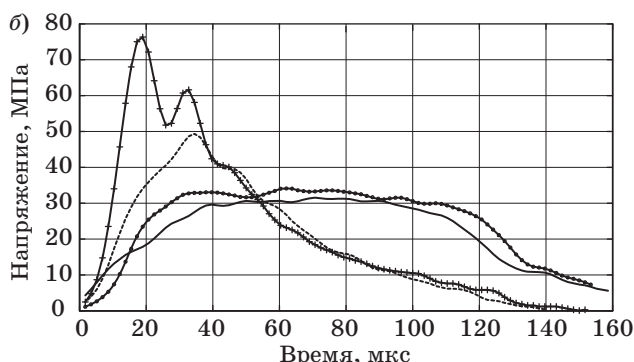
фиков, полученных с помощью традиционных методов обработки данных экспериментов, проведенных по схеме Гопкинсона, даны на рис. 3, где представлены диаграммы напряжений, воз-



■ Рис. 2. Схема испытаний на одноосное сжатие (тест Кольского) и раскалывание (Бразильский тест)



- $V = 3,25$  м/с, целый
- ...  $V = 4,21$  м/с, целый
- $V = 9,47$  м/с, разрушенный
- +  $V = 9,54$  м/с, разрушенный
- +  $V = 6,68$  м/с, разрушенный
- +  $V = 7,14$  м/с, разрушенный



- ...  $V = 18,11$  м/с, разрушенный
- +  $V = 18,38$  м/с, разрушенный
- +  $V = 7,51$  м/с, разрушенный
- $V = 7,74$  м/с, разрушенный

■ Рис. 3. Диаграммы напряжений в образцах известняка при динамическом сжатии для разных скоростей ударника: а — сухой известняк; б — влагонасыщенный известняк

никающих в образцах, изготовленных из известняка (сухого и влагонасыщенного), при разных скоростях ударника [3]. Профили напряжений были получены после обработки сигналов с тензодатчиков.

Диаграммы показывают хорошую повторяемость результатов при близких скоростях ударника для сухих (рис. 3, а: скорость 9,47 и 9,54 м/с или 6,68 и 7,14 м/с), а также для влагонасыщенных (рис. 3, б: скорость 18,11 и 18,38 м/с или 7,51 и 7,74 м/с) образцов. С помощью полученных графиков вычисляют такую величину, как инкубационное время разрушения [4], для чего необходимо знать максимальное значение напряжения при динамическом сжатии и время, при котором это максимальное значение достигается. Как видно на рис. 3, при малых скоростях ударника на графиках наблюдается несколько максимумов. В связи с этим встает вопрос о природе возникновения этих максимумов. Его решение позволит выбрать тот из максимумов, который отвечает моменту разрушения материала, и определить инкубационное время точнее, чем в случае, когда за максимум априори принимается первый из них, как это делается по принятой в настоящее время методике. Нами предлагаемый в статье алгоритм фильтрации экспериментальных данных позволил обосновать выбор максимума напряжений и уточнить величину инкубационного времени.

### Фильтрация и анализ одиночного импульса

Известны различные методы сквозной калибровки экспериментальных установок Гопкинсона [5], однако эти методы не устраняют ряд факторов: разброс форм нагружающего импульса, неточности временной привязки импульсов  $\tau$  и наличие в них шумовых составляющих и т. д., — к которым чувствительны методики расчета характеристик материалов, например инкубационного времени. Поэтому необходимо применять методы цифровой обработки сигналов для фильтрации и анализа экспериментальных данных как взаимосвязанной триады нагружающего, отраженного и прошедшего импульсов.

Проведенный анализ экспериментальных данных  $y$  как функций времени  $t$  для нагружающего и прошедшего импульсов позволяет выделить три характерных участка для отфильтрованного импульса (рис. 4):

- 1) производная от импульса монотонно возрастает;
- 2) производная от импульса монотонно убывает;
- 3) производная от импульса монотонно возрастает.

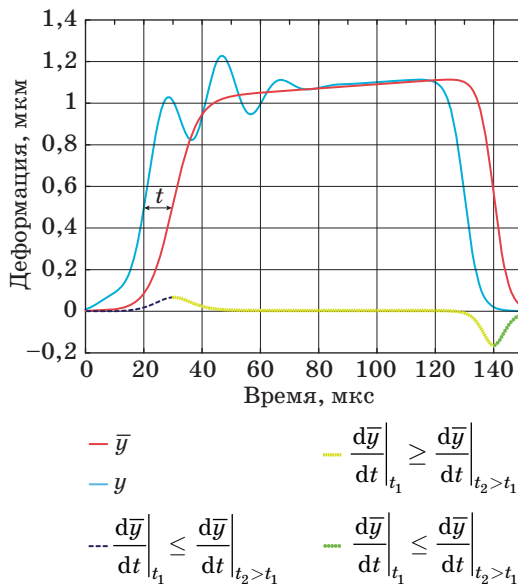


Рис. 4. Анализируемый импульс и его производная

Данное свойство сигнала можно использовать как критерий для фильтрации, в частности, для определения плавающего среднего  $\bar{y}$ . В математической форме критерий для разделения на осцилляции и плавающее среднее может быть записан следующим образом:

$$J = \min_{\bar{y}} \left\{ \int_{t_0}^{t_k} (y - \bar{y})^2 dt + \int_{t_0}^{t_k} \left( \frac{dy}{dt} - \frac{d\bar{y}}{dt} \right)^2 dt \right\} \quad (1)$$

при ограничениях

$$\begin{aligned} \frac{d^2}{dt^2} \bar{y} &\geq 0, \quad t \in \left[ t_0, t_{\max} \left( \frac{d\bar{y}}{dt} \right) \right], \\ \frac{d^2}{dt^2} \bar{y} &\leq 0, \quad t \in \left[ t_{\max} \left( \frac{d\bar{y}}{dt} \right), t_{\min} \left( \frac{d\bar{y}}{dt} \right) \right], \\ \frac{d^2}{dt^2} \bar{y} &\geq 0, \quad t \in \left[ t_{\min} \left( \frac{d\bar{y}}{dt} \right), t_k \right], \end{aligned} \quad (2)$$

где  $t_0$  — время начала импульса;  $t_k$  — время окончания импульса;  $t_{\max} \left( \frac{d\bar{y}}{dt} \right), t_{\min} \left( \frac{d\bar{y}}{dt} \right)$  — моменты времени, соответствующие максимуму и минимуму  $\frac{d\bar{y}}{dt}$ .

При численной реализации (1), (2) можно свести к задаче квадратичного программирования. Перейдем от непрерывного представления функционала (1), (2) к дискретному, для этого представим  $t, y$  и  $\bar{y}$  как решетчатые функции в виде по-

следовательности отсчетов  $t, y$  и  $\bar{y}$ . Тогда (1) примет вид

$$J = \min_{\bar{y}} \left\{ (y - \bar{y})^T (y - \bar{y}) + (\Delta y - \Delta \bar{y})^T (\Delta y - \Delta \bar{y}) \right\}, \quad (3)$$

где  $\Delta$  — первые конечные разности соответствующих величин. Используя свойства конечных разностей

$$\begin{aligned} \Delta y[k] &= y[k] - y[k-1], \\ \Delta \bar{y}[k] &= \bar{y}[k] - \bar{y}[k-1], \quad \Delta y = \mathbf{H}_1 y, \Delta \bar{y} = \mathbf{H}_1 \bar{y} \end{aligned}$$

$$\mathbf{H}_1 = \begin{bmatrix} -1 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \\ & & & \ddots & \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 1 \end{bmatrix}_{(n-1) \times n}, \quad (4)$$

упростим (3):

$$\begin{aligned} J &= \min_{\bar{y}} \left\{ (y - \bar{y})^T (y - \bar{y}) + (\Delta y - \Delta \bar{y})^T (\Delta y - \Delta \bar{y}) \right\} = \\ &= \min_{\bar{y}} \left\{ (y - \bar{y})^T \left[ \mathbf{I} + \mathbf{H}_1^T \mathbf{H}_1 \right] (y - \bar{y}) \right\} = \\ &= \min_{\mathbf{x}} \left\{ \mathbf{x}^T \left[ \mathbf{I} + \mathbf{H}_1^T \mathbf{H}_1 \right] \mathbf{x} \right\}, \end{aligned} \quad (5)$$

где новые переменные  $\mathbf{x} = y - \bar{y}$ ;  $n$  — размер выборки;  $k$  — текущий номер отсчета;  $\mathbf{I}$  — единичная матрица размерности  $n \times n$ . Далее нижний индекс у единичной матрицы обозначает ее размерность. Используя (4) и (5), перепишем ограничения (2) в следующем виде:

$$\begin{aligned} \Delta^2 \bar{y}[k] &\geq 0, \quad k \in \left[ 3, k_{\max}(\Delta \bar{y}) \right], \\ \Delta^2 \bar{y}[k] &\leq 0, \quad k \in \left( k_{\max}(\Delta \bar{y}), k_{\min}(\Delta \bar{y}) \right), \\ \Delta^2 \bar{y}[k] &\geq 0, \quad k \in \left( k_{\min}(\Delta \bar{y}), k_k \right], \end{aligned} \quad (6)$$

где  $\Delta^2$  — вторые конечные разности соответствующих величин;  $k_{\max}(\Delta \bar{y}), k_{\min}(\Delta \bar{y})$  — номера отсчетов, соответствующие максимуму и минимуму  $\Delta \bar{y}$ ;  $k_k$  — номер последнего отсчета.

Используя свойства вторых конечных разностей

$$\begin{aligned} \Delta^2 y[k] &= \Delta y[k] - \Delta y[k-1] = y[k] - 2y[k-1] + y[k-2], \\ \Delta^2 y &= \mathbf{H}_2 y, \Delta^2 \bar{y} = \mathbf{H}_2 \bar{y}, \end{aligned}$$

$$\mathbf{H}_2 = \begin{bmatrix} 1 & -2 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & -2 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ & & & \ddots & & \\ 0 & 0 & 0 & 1 & -2 & 1 \end{bmatrix}_{(n-2) \times n}, \quad (7)$$



упростим (6):

$$\gamma \mathbf{H}_2 \bar{\mathbf{y}} \leq \mathbf{0}, \quad \gamma = \begin{bmatrix} -\mathbf{I}_{(k_{\max}(\Delta \bar{\mathbf{y}})-2) \times (k_{\max}(\Delta \bar{\mathbf{y}})-2)} & \mathbf{0} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{I}_{(k_{\min}(\Delta \bar{\mathbf{y}})-k_{\max}(\Delta \bar{\mathbf{y}})) \times (k_{\min}(\Delta \bar{\mathbf{y}})-k_{\max}(\Delta \bar{\mathbf{y}}))} & \mathbf{0} \\ \mathbf{0} & \mathbf{0} & -\mathbf{I}_{(n-k_{\min}(\Delta \bar{\mathbf{y}})) \times (n-k_{\min}(\Delta \bar{\mathbf{y}}))} \end{bmatrix}. \quad (8)$$

Используя замену  $\mathbf{x} = \mathbf{y} - \bar{\mathbf{y}}$ , сформулируем (1), (2) как задачу квадратичного программирования относительно  $\mathbf{x}$ :

$$J = \min_{\mathbf{x}} \left\{ \mathbf{x}^T \left[ \mathbf{I} + \mathbf{H}_1^T \mathbf{H}_1 \right] \mathbf{x} \right\} \quad (9)$$

при ограничениях

$$-\gamma \mathbf{H}_2 \mathbf{x} \leq -\gamma \mathbf{H}_2 \mathbf{y}. \quad (10)$$

Основной проблемой в предлагаемом алгоритме является определение максимума и минимума  $\Delta \bar{\mathbf{y}}$ , так как функция  $\bar{\mathbf{y}}$  заранее не известна. В ходе многократных пробных вычислений и анализа экспериментальных данных было установлено, что в качестве  $\bar{\mathbf{y}}$  на первых итерациях алгоритма могут быть использованы исходные данные  $\mathbf{y}$  и  $\Delta \mathbf{y}$  после фильтрации стандартными методами, например с применением вейвлетов. На дальнейших итерациях алгоритма уже может использоваться найденная последовательность  $\bar{\mathbf{y}}$ .

### Фильтрация и анализ триады импульсов

Фильтрация триады импульсов (нагружающего, отраженного и прошедшего) осложняется наличием взаимосвязей между ними, такими как закон сохранения энергии и импульса. Поэтому необходимо решать задачу фильтрации этих сигналов согласованно и ввести в задачу (1), (2) дополнительные ограничения:

$$\bar{y}_H(t) - \bar{y}_\Pi(t) - \bar{y}_O(t) \geq 0, \quad (11)$$

где  $\bar{y}_H, \bar{y}_\Pi, \bar{y}_O$  — очищенные значения нагружающего, прошедшего и отраженного импульсов соответственно. При дискретном описании представим  $\bar{y}_H, \bar{y}_\Pi, \bar{y}_O$  как решетчатые функции в виде последовательности отсчетов  $\bar{y}_H, \bar{y}_\Pi$  и  $\bar{y}_O$ . Тогда (11) примет вид

$$\bar{y}_H[k] - \bar{y}_\Pi[k] - \bar{y}_O[k] \geq 0. \quad (12)$$

Для фильтрации сигналов  $y_H$  и  $y_\Pi$  может быть использовано их описание в виде (9), (10), однако  $y_O$  имеет более сложную структуру, и целесообразно обрабатывать сумму сигналов  $y_O + y_\Pi$ , вид которой подобен  $y_H$ . Тогда задача фильтрации триады  $y_H, y_\Pi$  и  $y_O$  формулируется как

$$J = \min_{\bar{y}_H, \bar{y}_\Pi, \bar{y}_O} \left\{ \int_{t_0}^{t_K} (y_H - \bar{y}_H)^2 dt + \int_{t_0}^{t_K} \left( \frac{dy_H}{dt} - \frac{d\bar{y}_H}{dt} \right)^2 dt + \int_{t_0}^{t_K} (y_\Pi - \bar{y}_\Pi)^2 dt + \int_{t_0}^{t_K} \left( \frac{dy_\Pi}{dt} - \frac{d\bar{y}_\Pi}{dt} \right)^2 dt + \int_{t_0}^{t_K} (y_O - \bar{y}_O)^2 dt + \int_{t_0}^{t_K} \left( \frac{dy_O}{dt} - \frac{d\bar{y}_O}{dt} \right)^2 dt \right\} \quad (13)$$

при ограничениях

$$\frac{d^2}{dt^2} \bar{y}_H \geq 0, \quad t \in \left[ t_0, t_{\max\left(\frac{d\bar{y}_H}{dt}\right)} \right], \quad \frac{d^2}{dt^2} \bar{y}_H \leq 0, \quad t \in \left[ t_{\max\left(\frac{d\bar{y}_H}{dt}\right)}, t_{\min\left(\frac{d\bar{y}_H}{dt}\right)} \right], \quad \frac{d^2}{dt^2} \bar{y}_H \geq 0, \quad t \in \left[ t_{\min\left(\frac{d\bar{y}_H}{dt}\right)}, t_K \right];$$

$$\frac{d^2}{dt^2} \bar{y}_\Pi \geq 0, \quad t \in \left[ t_0, t_{\max\left(\frac{d\bar{y}_\Pi}{dt}\right)} \right], \quad \frac{d^2}{dt^2} \bar{y}_\Pi \leq 0, \quad t \in \left[ t_{\max\left(\frac{d\bar{y}_\Pi}{dt}\right)}, t_{\min\left(\frac{d\bar{y}_\Pi}{dt}\right)} \right], \quad \frac{d^2}{dt^2} \bar{y}_\Pi \geq 0, \quad t \in \left[ t_{\min\left(\frac{d\bar{y}_\Pi}{dt}\right)}, t_K \right];$$

$$\frac{d^2}{dt^2}(\bar{y}_o + \bar{y}_\Pi) \geq 0, t \in \left[ t_0, t_{\max\left(\frac{d}{dt}(\bar{y}_o + \bar{y}_\Pi)\right)} \right], \frac{d^2}{dt^2}\bar{y}_o \leq 0, t \in \left[ t_{\max\left(\frac{d}{dt}(\bar{y}_o + \bar{y}_\Pi)\right)}, t_{\min\left(\frac{d}{dt}(\bar{y}_o + \bar{y}_\Pi)\right)} \right],$$

$$\frac{d^2}{dt^2}(\bar{y}_o + \bar{y}_\Pi) \geq 0, t \in \left[ t_{\min\left(\frac{d}{dt}(\bar{y}_o + \bar{y}_\Pi)\right)}, t_{\kappa} \right], \bar{y}_\Pi(t) - \bar{y}_\Pi(t) - \bar{y}_o(t) \geq 0,$$

где  $t_{\max\left(\frac{d\bar{y}_\Pi}{dt}\right)}$ ,  $t_{\min\left(\frac{d\bar{y}_\Pi}{dt}\right)}$ ,  $t_{\max\left(\frac{d\bar{y}_o}{dt}\right)}$ ,  $t_{\min\left(\frac{d\bar{y}_o}{dt}\right)}$ ,  $t_{\max\left(\frac{d(\bar{y}_\Pi + \bar{y}_o)}{dt}\right)}$ ,  $t_{\min\left(\frac{d(\bar{y}_\Pi + \bar{y}_o)}{dt}\right)}$  — моменты времени, соответствующие максимумам и минимумам  $\frac{d\bar{y}_\Pi}{dt}$ ,  $\frac{d\bar{y}_o}{dt}$  и  $\frac{d(\bar{y}_\Pi + \bar{y}_o)}{dt}$ .

При дискретном представлении (13) получим

$$J = \min_{\bar{y}_\Pi, \bar{y}_\Pi, \bar{y}_o} \left\{ (\mathbf{y}_\Pi - \bar{\mathbf{y}}_\Pi)^T (\mathbf{y}_\Pi - \bar{\mathbf{y}}_\Pi) + (\Delta \mathbf{y}_\Pi - \Delta \bar{\mathbf{y}}_\Pi)^T (\Delta \mathbf{y}_\Pi - \Delta \bar{\mathbf{y}}_\Pi) + (\mathbf{y}_o - \bar{\mathbf{y}}_o)^T (\mathbf{y}_o - \bar{\mathbf{y}}_o) + (\Delta \mathbf{y}_o - \Delta \bar{\mathbf{y}}_o)^T (\Delta \mathbf{y}_o - \Delta \bar{\mathbf{y}}_o) \right\}. \quad (14)$$

Используя свойства конечных разностей (4) и введя новые переменные

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_\Pi \\ \mathbf{x}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_\Pi - \bar{\mathbf{y}}_\Pi \\ \mathbf{y}_o - \bar{\mathbf{y}}_o \end{bmatrix}, \quad (15)$$

упростим (14):

$$J = \min_{\bar{y}_\Pi, \bar{y}_\Pi, \bar{y}_o} \left\{ \mathbf{x}_\Pi^T \mathbf{x}_\Pi + \mathbf{x}_\Pi^T \mathbf{H}_1^T \mathbf{H}_1 \mathbf{x}_\Pi + \mathbf{x}_o^T \mathbf{x}_o + \mathbf{x}_o^T \mathbf{H}_1^T \mathbf{H}_1 \mathbf{x}_o \right\} = \min_{\bar{y}_\Pi, \bar{y}_\Pi, \bar{y}_o} \left\{ \mathbf{x}^T \mathbf{H} \mathbf{x} \right\},$$

$$\mathbf{H} = \begin{bmatrix} \mathbf{I} + \mathbf{H}_1^T \mathbf{H}_1 & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{I} + \mathbf{H}_1^T \mathbf{H}_1 & 0 \\ 0 & 0 & \mathbf{I} + \mathbf{H}_1^T \mathbf{H}_1 \end{bmatrix}. \quad (16)$$

Ограничения в (13) примут вид

$$\Delta^2 \bar{\mathbf{y}}_\Pi \geq 0, k \ni \left[ 3, k_{\max(\Delta \bar{\mathbf{y}}_\Pi)} \right], \Delta^2 \bar{\mathbf{y}}_\Pi \leq 0, k \ni \left( k_{\max(\Delta \bar{\mathbf{y}}_\Pi)}, k_{\min(\Delta \bar{\mathbf{y}}_\Pi)} \right), \Delta^2 \bar{\mathbf{y}}_\Pi \geq 0, k \ni \left( k_{\min(\Delta \bar{\mathbf{y}}_\Pi)}, k_\kappa \right);$$

$$\Delta^2 \bar{\mathbf{y}}_o \geq 0, k \ni \left[ k_0, k_{\max(\Delta \bar{\mathbf{y}}_o)} \right], \Delta^2 \bar{\mathbf{y}}_o \leq 0, k \ni \left( k_{\max(\Delta \bar{\mathbf{y}}_o)}, k_{\min(\Delta \bar{\mathbf{y}}_o)} \right), \Delta^2 \bar{\mathbf{y}}_o \geq 0, k \ni \left( k_{\min(\Delta \bar{\mathbf{y}}_o)}, k_\kappa \right);$$

$$\Delta^2 (\bar{\mathbf{y}}_o + \bar{\mathbf{y}}_\Pi) \geq 0, k \ni \left[ k_0, k_{\max(\Delta \bar{\mathbf{y}}_{o+\Pi})} \right], \Delta^2 (\bar{\mathbf{y}}_o + \bar{\mathbf{y}}_\Pi) \leq 0,$$

$$k \ni \left( k_{\max(\Delta \bar{\mathbf{y}}_{o+\Pi})}, k_{\min(\Delta \bar{\mathbf{y}}_{o+\Pi})} \right), \Delta^2 (\bar{\mathbf{y}}_o + \bar{\mathbf{y}}_\Pi) \geq 0, k \ni \left( k_{\min(\Delta \bar{\mathbf{y}}_{o+\Pi})}, k_\kappa \right); \bar{\mathbf{y}}_\Pi - \bar{\mathbf{y}}_\Pi - \bar{\mathbf{y}}_o \geq 0, \quad (17)$$

где  $k_{\max(\Delta \bar{\mathbf{y}}_\Pi)}$ ,  $k_{\min(\Delta \bar{\mathbf{y}}_\Pi)}$ ,  $k_{\max(\Delta \bar{\mathbf{y}}_o)}$ ,  $k_{\min(\Delta \bar{\mathbf{y}}_o)}$ ,  $k_{\max(\Delta \bar{\mathbf{y}}_{o+\Pi})}$ ,  $k_{\min(\Delta \bar{\mathbf{y}}_{o+\Pi})}$  — номера отсчетов, соответствующие максимумам и минимумам  $\Delta \bar{\mathbf{y}}_\Pi$ ,  $\Delta \bar{\mathbf{y}}_o$ ,  $\Delta \bar{\mathbf{y}}_o + \Delta \bar{\mathbf{y}}_\Pi$ .

Используя подход, аналогичный для (8), получим компактную запись (17):

$$-\Lambda \mathbf{x} \leq -\Lambda \mathbf{y},$$

$$\Lambda = \begin{bmatrix} \gamma_\Pi \mathbf{H}_2 & 0 & 0 \\ 0 & \gamma_\Pi \mathbf{H}_2 & 0 \\ 0 & \gamma_{\Pi+o} \mathbf{H}_2 & \gamma_{\Pi+o} \mathbf{H}_2 \\ -\mathbf{I} & \mathbf{I} & \mathbf{I} \end{bmatrix}, \mathbf{y} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_\Pi \\ \mathbf{y}_o \end{bmatrix}, \quad (18)$$

где

$$\gamma_{\text{H}} = \begin{bmatrix} -\mathbf{I}(k_{\max(\Delta\bar{y}_{\text{H}})} - 2) \times (k_{\max(\Delta\bar{y}_{\text{H}})} - 2) & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{I}(k_{\min(\Delta\bar{y}_{\text{H}})} - k_{\max(\Delta\bar{y}_{\text{H}})}) \times (k_{\min(\Delta\bar{y}_{\text{H}})} - k_{\max(\Delta\bar{y}_{\text{H}})}) & 0 \\ 0 & 0 & -\mathbf{I}(n - k_{\min(\Delta\bar{y}_{\text{H}})}) \times (n - k_{\min(\Delta\bar{y}_{\text{H}})}) \end{bmatrix};$$

$$\gamma_{\text{П}} = \begin{bmatrix} -\mathbf{I}(k_{\max(\Delta\bar{y}_{\text{П}})} - 2) \times (k_{\max(\Delta\bar{y}_{\text{П}})} - 2) & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{I}(k_{\min(\Delta\bar{y}_{\text{П}})} - k_{\max(\Delta\bar{y}_{\text{П}})}) \times (k_{\min(\Delta\bar{y}_{\text{П}})} - k_{\max(\Delta\bar{y}_{\text{П}})}) & 0 \\ 0 & 0 & -\mathbf{I}(n - k_{\min(\Delta\bar{y}_{\text{П}})}) \times (n - k_{\min(\Delta\bar{y}_{\text{П}})}) \end{bmatrix};$$

$$\gamma_{\text{П+о}} = \begin{bmatrix} -\mathbf{I}(k_{\max(\Delta\bar{y}_{\text{П+о}})} - 2) \times (k_{\max(\Delta\bar{y}_{\text{П+о}})} - 2) & 0 & 0 \\ 0 & \mathbf{I}(k_{\min(\Delta\bar{y}_{\text{П+о}})} - k_{\max(\Delta\bar{y}_{\text{П+о}})}) \times (k_{\min(\Delta\bar{y}_{\text{П+о}})} - k_{\max(\Delta\bar{y}_{\text{П+о}})}) & 0 \\ 0 & 0 & -\mathbf{I}(n - k_{\min(\Delta\bar{y}_{\text{П+о}})}) \times (n - k_{\min(\Delta\bar{y}_{\text{П+о}})}) \end{bmatrix}.$$

Выражения (16) и (18) являются задачей квадратичного программирования, которая в компактном виде может быть записана как

$$J = \min_{\bar{y}_{\text{H}}, \bar{y}_{\text{П}}, \bar{y}_{\text{о}}} \{ \mathbf{x}^T \mathbf{H} \mathbf{x} \} \tag{19}$$

при ограничениях  $-\mathbf{L} \mathbf{x} \leq -\mathbf{L} \mathbf{u}$ .

### Фильтрация и анализ триады импульсов с учетом фазового сдвига

Важной проблемой при фильтрации триады является наличие фазового сдвига во временной области импульсов относительно друг друга. Этот аспект не учитывается в (19), и поэтому требуется создание нового алгоритма. Нагружающий импульс является опорным сигналом, относительно которого будут рассчитываться фазовые сдвиги отраженного  $\tau_{\text{o}}$  и прошедшего  $\tau_{\text{п}}$  сигналов. При дискретном описании фазовый сдвиг может быть описан следующим образом:

$$\mathbf{y}_{\text{П}}[\tau_{\text{П}}] = \mathbf{A}^{\tau_{\text{П}}} \mathbf{y}_{\text{П}}, \mathbf{y}_{\text{о}}[\tau_{\text{о}}] = \mathbf{A}^{\tau_{\text{о}}} \mathbf{y}_{\text{о}}, \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ & & & \ddots & \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}_{n \times n}, \tag{20}$$

$$\mathbf{A}^{\tau} = \begin{cases} \mathbf{A}^{\text{fix}(\tau)} \left[ 1 - 2\pi \frac{\tau - \text{fix}(\tau)}{\omega_0} \right] + 2\pi \frac{\tau - \text{fix}(\tau)}{\omega_0} \mathbf{A}^{\text{fix}(\tau)+1}, & \text{если } \tau \geq 0 \\ \left( \mathbf{A}^T \right)^{\text{fix}(-\tau)} \left[ 1 - 2\pi \frac{-\tau - \text{fix}(-\tau)}{\omega_0} \right] + 2\pi \frac{-\tau - \text{fix}(-\tau)}{\omega_0} \left( \mathbf{A}^T \right)^{\text{fix}(\tau)+1}, & \text{если } \tau < 0 \end{cases},$$

где  $\omega_0$  — частота дискретизации по времени;  $\text{fix}(\dots)$  — функция округления с отбрасыванием дробной части. Тогда фильтрация триады сигналов с учетом фазовых сдвигов может быть записана как задача математического программирования при ограничениях  $\tau_{\min} \leq \tau_{\text{П}} \leq \tau_{\max}$ ,  $\tau_{\min} \leq \tau_{\text{o}} \leq \tau_{\max}$  в следующем виде:

$$J = \min_{\tau_{\text{П}}, \tau_{\text{o}}} \{ \Phi(\tau_{\text{П}}, \tau_{\text{o}}) \}, \tag{21}$$

где  $\Phi(\tau_{\pi}, \tau_o)$  — функция, вычисляемая как решение задачи квадратичного программирования аналогично (19) при фиксированных  $\tau_o$  и  $\tau_{\pi}$ :

$$\Phi(\tau_{\pi}, \tau_o) = \min_{\bar{y}_n, \bar{y}_{\pi}, \bar{y}_o} \left\{ \mathbf{x}[\tau_{\pi}, \tau_o]^T \mathbf{H} \mathbf{x}[\tau_{\pi}, \tau_o] \right\}, \quad (22)$$

при ограничениях  $-\mathbf{A} \mathbf{x}[\tau_{\pi}, \tau_o] \leq -\mathbf{A} \mathbf{y}[\tau_{\pi}, \tau_o]$ , где

$$\mathbf{x}[\tau_{\pi}, \tau_o] = \begin{bmatrix} \mathbf{x}_n \\ \mathbf{x}_{\pi}[\tau_{\pi}] \\ \mathbf{x}_o[\tau_o] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_n - \bar{\mathbf{y}}_n \\ \mathbf{y}_{\pi}[\tau_{\pi}] - \bar{\mathbf{y}}_{\pi} \\ \mathbf{y}_o[\tau_o] - \bar{\mathbf{y}}_o \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_n - \bar{\mathbf{y}}_n \\ \mathbf{A}^{\tau_{\pi}} \mathbf{y}_{\pi} - \bar{\mathbf{y}}_{\pi} \\ \mathbf{A}^{\tau_o} \mathbf{y}_o - \bar{\mathbf{y}}_o \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{y}[\tau_{\pi}, \tau_o] = \begin{bmatrix} \mathbf{y}_n \\ \mathbf{A}^{\tau_{\pi}} \mathbf{y}_{\pi} \\ \mathbf{A}^{\tau_o} \mathbf{y}_o \end{bmatrix}. \quad (23)$$

Максимальные и минимальные значения фазовых сдвигов  $\tau_{\min}$  и  $\tau_{\max}$  выбираются по результатам сквозной калибровки экспериментальных установок.

### Результаты расчета характеристик материалов с учетом фильтрации

С помощью алгоритма, изложенного в предыдущем разделе, были обработаны данные экспериментов на установке Гопкинсона [4]. На рис. 5, а и б представлены результаты обработки импульсов для сухого образца при малой (6,68 м/с) скорости ударника (см. рис. 3, а), а также для влагонасыщенного при большой (18,38 м/с) скорости ударника (см. рис. 3, б).

Анализ сигналов показал, что осцилляционные составляющие, характеризующие второй и последующие всплески на прошедшем импульсе, присутствуют также в нагружающем импульсе. В данном случае эти составляющие могут быть отнесены к шумам самой экспериментальной установки и, как следствие, могут быть удалены и не учитываться в методиках расчета характеристик материалов.

Данные экспериментов были использованы для построения характеристики, показывающей зависимость импульса разрушения  $S$  от скорости роста напряжений  $\sigma_t$ . Расчет проводился по следующей методике.

1. Вычисляем импульс разрушения по формуле  $S = \int_{t_0}^{t_{\sigma_{\max}}} \sigma(t) dt$ , где  $t_{\sigma_{\max}}$  — время, когда напряжение достигает максимума.

2. Вычисляем скорость роста напряжений по формуле  $\sigma_t = \frac{\sigma_{\max}}{t_{\sigma_{\max}}}$ , где  $\sigma_{\max}$  — максимальное значение напряжения.

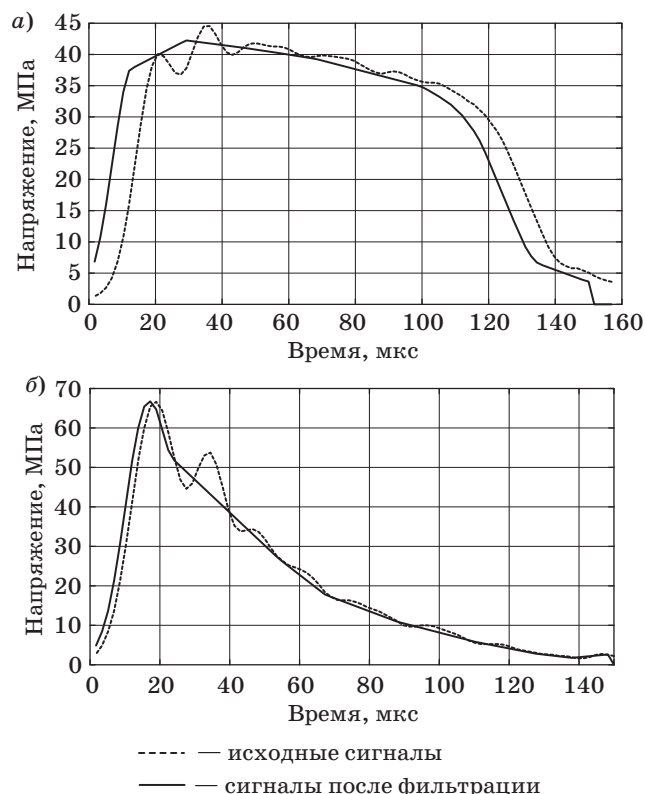


Рис. 5. Результаты обработки сигналов для сухого (а) и влагонасыщенного (б) образца

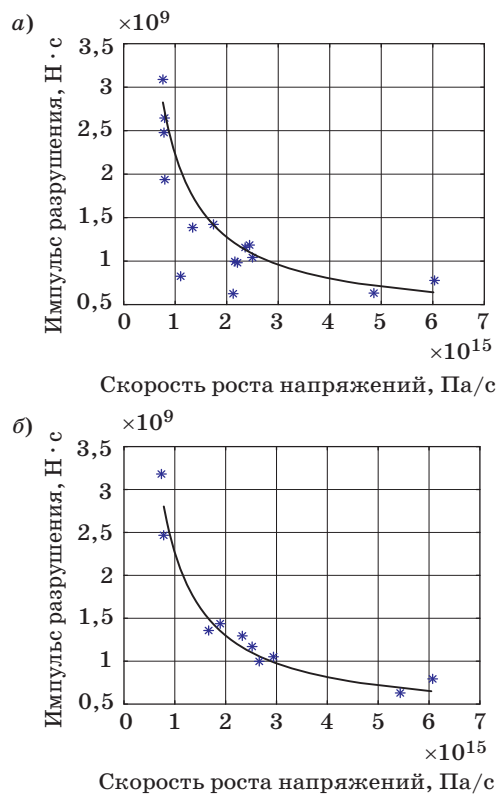


Рис. 6. Зависимость импульса разрушения от скорости роста напряжений для исходных (а) и обработанных (б) данных



3. Строим график зависимости  $S(\sigma_{\max})$ .

На рис. 6 приведены зависимости  $S(\sigma_{\max})$  для исходных данных (рис. 6, а) и данных, которые были обработаны с помощью алгоритма, изложенного в предыдущем разделе (рис. 6, б). Данные зависимости были аппроксимированы с использованием метода наименьших квадратов и описываются выражением

$$S(\sigma_t) = \frac{a_1}{\sigma_t} + a_0. \quad (24)$$

Для нефильтрованных данных среднеквадратическое отклонение от аппроксимации зависимостью (24) в 2 раза больше, чем для отфильтрованных и составило 26,7 и 11,9 % соответственно. Для исходных данных из-за большого разброса значений зависимость (24) не использовалась. Если  $a_0$  мало и им можно пренебречь, то постоянной величиной является произведение  $U = S(\sigma_t)\sigma_t$ .

### Заключение

Предложены эффективные алгоритмы совместных фильтрации и анализа экспериментальных сигналов, полученных на установке Гопкинсона. Показано, что данная задача может быть сформулирована как задача математического программирования, сведена к квадратичному программированию при фильтрации взаимосвязанной триады нагружающего, отраженного и прошедшего импульсов и описана как последовательность задач квадратичного программирования

в случае, когда выполняются и согласованная фильтрация импульсов, и расчет фазовых сдвигов между ними.

Предложенные алгоритмы фильтрации и анализа сигналов позволяют эффективно выделять осцилляционные составляющие сигналов, которые присутствуют как в нагружающем, так и в прошедшем, и отраженном сигналах и могут быть обусловлены влиянием экспериментальной установки. Удаление этих составляющих привело к существенному (более чем в 2 раза) уменьшению среднеквадратического отклонения экспериментальных данных от аппроксимации зависимостью (24) для характеристики  $S(\sigma_t)$  (зависимость импульса разрушения от скорости роста напряжений).

В качестве дополнительных ограничений в алгоритмы фильтрации и анализа сигналов заложены соотношения, не противоречащие физике исследуемого материала, в частности закон сохранения импульса. Эти ограничения представляют собой модель материала, которая может быть улучшена.

Показано, что зависимость импульса разрушения от скорости роста напряжений описывается гиперболической зависимостью. Если постоянной составляющей в (24) можно пренебречь, то постоянной величиной является произведение импульса разрушения на скорость роста напряжений, таким образом, постоянна энергия разрушения.

Исследования проводились в рамках гранта РФФИ № 13-01-00349.

### Литература

1. **Hopkinson B.** A Method of Measuring the Pressure Produced in the Detonation of High Explosives or by the Impact of Bullets // *Philosophical Transactions of the Royal Society A*. 1914. N 213. P. 437–456.
2. **Kolsky H.** An Investigation of Mechanical Properties of Materials at Very High Rates of Loading // *Proc. of the Physics Society of London*. 1949. N 62. P. 676–700.
3. **Dynamic Strength of Limestone in Terms of the Incubation Fracture Time Criterion**/I. Smirnov, Y. Petrov, G. Volkov, A. Abramian, S. Verichev, A. Bragov,

- A. Konstantinov, D. Lamzin: 20th European Conf. on Fracture//*Procedia Materials Science*. 2014. N 3. P. 778–783.
4. **Petrov Y. V.** Incubation Time Criterion and the Pulsed Strength of Continua: Fracture, Cavitation, and Electrical Breakdown // *Doklady Physics*. 2004. N 49. P. 246–249.
5. **Николаева Е. А.** Особенности динамической калибровки стержня Гопкинсона — Кольского // *Математическое моделирование систем и процессов*. 2003. № 11. С. 87–93.

UDC 681.5

### Application of Mathematical Programming for Experimental Data Analysis

Kuchmin A. Yu.<sup>a</sup>, PhD, Tech., Senior Researcher, radiotelescope@yandex.ru

Abramyan A. K.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Chief Researcher, andabr55@gmail.com

<sup>a</sup>Institute of Problems of Mechanical Engineering of RAS, 61, Bol'shoi Pr. V. O., 199178, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** A common way to study the behavior of materials in the range of deformation speed  $10^2$ – $10^4$  s<sup>-1</sup> is using a split Hopkinson (Kolsky) bar. There are various methods for a through calibration of such experimental stands; however, they do not remove a number of factors: the variance of the loading pulse forms, inaccuracies in timing the pulses, the noise components in the pulses, etc. All these factors can influence the methods of finding the characteristics of the materials, such as incubation time. The aim is to use digital signal processing techniques to filter and analyze the experimental data as an interconnected triad of the loading, reflected and transmitted pulses, taking into account the physical processes in the material. **Results:** Efficient algorithms were proposed for combined filtering/analysis of experimental signals obtained at a Hopkinson's stand. It was shown that this problem can be formulated as a mathematical programming problem and reduced to quadratic programming, filtering an interrelated triad of the loading, reflected and transmitted pulses. The problem can be described as a sequence of quadratic programming problems in the case when the pulses are coherently filtered and the phase shifts between them are calculated. **Practical relevance:** The proposed filtering/analysis algorithms helped to identify the signals components which are due to the influence of the experimental stand and eliminate them from further calculation of the characteristics. This resulted in a significant (more than twice) reduction in the standard deviation. In contrast to the standard filtering techniques (Fourier transform, wavelet analysis, correlation analysis), the proposed algorithms have relations which do not contradict the physics of the material tested. These algorithms can be improved by introducing new models of materials.

**Keywords** — Split Hopkinson (Kolsky) Bar, Mathematical Programming, Digital Signal Processing.

### References

1. Hopkinson B. A Method of Measuring the Pressure Produced in the Detonation of High Explosives or by the Impact of Bullets. *Philosophical Transactions of the Royal Society A*, London, 1914, no. 213, pp. 437–456.
2. Kolsky H. An Investigation of Mechanical Properties of Materials at Very High Rates of Loading. *Proc. of the Physics Society of London*, 1949, no. 62, pp. 676–700.
3. Smirnov I., Petrov Y., Volkov G., Abramian A., Verichev S., Bragov A., Konstantinov A., Lamzin D. Dynamic Strength of Limestone in Terms of the Incubation Fracture Time Criterion. *20th European Conf. on Fracture. Procedia Materials Science*, 2014, no. 3, pp. 778–783.
4. Petrov Y. V. Incubation Time Criterion and the Pulsed Strength of Continua: Fracture, Cavitation, and Electrical Breakdown. *Doklady Physics*, 2004, no. 49, pp. 246–249.
5. Nikolaeva E. A. Specificity of the Dynamic Calibration of the Split Hopkinson — Kolsky Bar. *Matematicheskoe modelirovanie sistem i protsessov*, 2003, no. 11, pp. 87–93 (In Russian).

### УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

Научная электронная библиотека (НЭБ) продолжает работу по реализации проекта SCIENCE INDEX. После того как Вы регистрируетесь 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 624.296

## ВЫБОР РАСЧЕТНЫХ СООТНОШЕНИЙ ДЛЯ ОБРАБОТКИ РЕЗУЛЬТАТОВ ИЗМЕРЕНИЙ НА СТЕНДЕ БЛИЖНЕГО ПОЛЯ С ПЛОСКОЙ ПОВЕРХНОСТЬЮ СКАНИРОВАНИЯ

**В. С. Калашников<sup>а</sup>**, доктор техн. наук, начальник отдела антенных измерений  
**М. Ю. Пономарев<sup>а</sup>**, начальник сектора разработки алгоритмов и программ  
<sup>а</sup>ОАО «ВНИИРА», Санкт-Петербург, РФ

**Постановка проблемы:** существуют разные формулы для восстановления диаграмм направленности исследуемых антенн по результатам измерения амплитудно-фазового распределения излучаемого ими поля на поверхности сканирования в ближней зоне, причем область восстанавливаемой диаграммы направленности, для которой справедливы эти формулы, оговаривается недостаточно строго. Цель исследования — оценка области справедливости традиционно используемых формул и вывод новых формул, обеспечивающих более широкую область восстановления диаграмм направленности исследуемых антенн. **Результаты:** анализ ограничений, используемых при выводе формул для восстановления диаграммы направленности исследуемых антенн по измеренным значениям амплитуды и фазы поля на плоской поверхности сканирования, показал, что эти формулы имеют внутренние противоречия, ограничивающие область восстанавливаемой с их помощью диаграммы направленности узконаправленных антенн только главным лепестком этой диаграммы направленности. В приближении Кирхгофа произведен вывод формул, не имеющих таких противоречий и позволяющих расширить область восстанавливаемой диаграммы направленности, а также включить в нее, кроме главного, первый боковой лепесток. На основе спектрального метода решения волнового уравнения Гельмгольца получены формулы, дающие возможность еще больше расширить область восстанавливаемой с их помощью диаграммы направленности и включить в нее, кроме главного, несколько ближних боковых лепестков. Оценка размеров области достоверного восстановления диаграммы направленности исследуемых антенн по формулам, полученным различными методами, проводилась на основе исследования эталона в виде математической модели эквидистантной плоской антенной решетки, состоящей из 225 элементарных электрических диполей (15×15). Для этой решетки по известным аналитическим формулам были рассчитаны диаграммы направленности в дальней зоне и распределение касательной составляющей вектора напряженности электрического поля на плоскости, расположенной в ближней зоне решетки параллельно ее раскрытию. Полученное распределение касательной составляющей использовалось в качестве исходных данных для восстановления диаграммы направленности по сравниваемым формулам. В свою очередь восстановленные диаграммы направленности сравнивались с эталонной диаграммой направленности, рассчитанной по аналитическим формулам. **Практическая значимость:** полученные формулы позволяют восстанавливать не только главный, но и ближние боковые лепестки диаграмм направленности узконаправленных антенн. Результаты работы могут найти практическое применение в алгоритмах восстановления диаграммы направленности исследуемых антенн на стендах ближнего поля с плоской поверхностью сканирования.

**Ключевые слова** — приближение Кирхгофа, касательная составляющая вектора напряженности электрического поля, поверхность сканирования, амплитудно-фазовое распределение поля, уравнение Гельмгольца, диаграмма направленности.

### Введение

В настоящее время разработчики антенных систем предпочитают проводить экспериментальное определение радиотехнических характеристик исследуемых антенн методами ближнего поля, которые имеют ряд существенных преимуществ по сравнению с традиционными методами дальней зоны [1–3]. Методы ближнего поля являются косвенными методами измерения радиотехнических характеристик антенн, так как искомые параметры определяются расчетным путем по измеренным значениям модуля и фазы касательной составляющей комплексного вектора напряженности электрического поля на поверхности, расположенной вблизи исследуемой антенны (плоскости, боковой поверхности цилиндра или сфере). Точность результатов определения радиотехнических характеристик антенн методами ближнего поля во многом зависит от ограничений, принятых при выводе фор-

мул, по которым производятся вышеупомянутые расчеты. В литературе [4, 5] приводятся разные формулы для расчета диаграмм направленности (ДН) антенн по результатам измерения амплитуд и фаз излучаемого поля на плоскости, расположенной вблизи их раскрытия. Некоторые из этих формул содержат внутренние противоречия и справедливы лишь для очень узких ДН. В настоящей работе проведен анализ ограничений, использованных при выводе расчетных формул, и предложены другие формулы, не содержащие внутренних противоречий и имеющие более широкую область применения.

### Вывод расчетных формул на основе приближения Кирхгофа

В приближении Кирхгофа связь между напряженностью электрического поля в дальней зоне излучающего раскрытия ( $E_{д.з}$ ) и касательными составляющими напряженностей электриче-

ского и магнитного полей на этом раскрыве ( $\mathbf{E}_\tau$  и  $\mathbf{H}_\tau$ ) определяется следующим образом [5–8]:

$$\mathbf{E}_{д.з} = -\frac{j}{2\lambda} \frac{e^{-jkR}}{R} \times \int_S [\mathbf{i}_R, \{[\mathbf{n}, \mathbf{E}_\tau] - Z_0[\mathbf{i}_R, [\mathbf{n}, \mathbf{H}_\tau]]\}] e^{jk\rho \cos \gamma} dS, \quad (1)$$

где  $k = 2\pi/\lambda$  — волновое число;  $\lambda$  — рабочая длина волны;  $\mathbf{R} = R\mathbf{i}_R$  — радиус-вектор «текущей» точки в дальней зоне;  $\mathbf{i}_R$  — орт в направлении радиус-вектора  $\mathbf{R}$ ;  $\mathbf{n}$  — единичная нормаль к раскрыву в направлении, противоположном направлению излучения из раскрыва;  $Z_0 = 120\pi$  — волновое сопротивление свободного пространства;  $\rho$  — модуль радиус-вектора «текущей» точки на раскрыве;  $\gamma$  — угол между радиус-векторами  $\rho$  и  $\mathbf{R}$ ;  $S$  — поверхность раскрыва.

Для раскрывов, линейные размеры которых превышают  $\lambda/2$ , касательные составляющие  $\mathbf{E}_\tau$  и  $\mathbf{H}_\tau$  в каждой точке раскрыва связаны между собой таким же образом, как и в плоской волне [1, 2]:

$$\mathbf{E}_\tau = Z[\mathbf{n}, \mathbf{H}_\tau], \quad \mathbf{H}_\tau = (1/Z)[\mathbf{E}_\tau, \mathbf{n}], \quad (2)$$

где  $Z$  — так называемое «волновое сопротивление раскрыва», которое зависит от формы и размеров раскрыва и от направления, в котором определяется поле в дальней зоне [1].

С учетом (2) можно выразить  $\mathbf{E}_{д.з}$  только через тангенциальную составляющую электрического поля в раскрыве  $\mathbf{E}_\tau$ :

$$\mathbf{E}_{д.з} = -\frac{j}{2\lambda} \frac{e^{-jkR}}{R} \times \int_S [\mathbf{i}_R, [(\mathbf{n} - (Z_0/Z)\mathbf{i}_R), \mathbf{E}_\tau]] e^{jk\rho \cos \gamma} dS. \quad (3)$$

Для плоских синфазных раскрывов, линейные размеры которых превышают  $(3...5)\lambda$ , можно принять  $Z = Z_0$  и считать, что  $\mathbf{n}$  постоянна по раскрыву [1]. В этом случае формула (3) приобретает следующий вид:

$$\mathbf{E}_{д.з} = -\frac{j}{2\lambda} \frac{e^{-jkR}}{R} \times \int_S [\mathbf{i}_R, [(\mathbf{n} - \mathbf{i}_R), \mathbf{E}_\tau]] e^{jk\rho \cos \gamma} dS. \quad (4)$$

Для получения численных результатов необходимо раскрыть формулу (4) в каких-либо системах координат, которые будут связаны с «текущей» точкой раскрыва, «текущей» точкой наблюдения в дальней зоне и между собой.

Совместим с раскрывом плоскость  $XOY$  декартовой системы координат  $(X, Y, Z)$ , а ось  $OZ$  направим в сторону полупространства, в которое происходит излучение из раскрыва (рис. 1). В этой системе координат положение единичной норма-

ли  $\mathbf{n}$ , радиус-вектора «текущей» точки раскрыва  $\rho$  и касательной составляющей  $\mathbf{E}_\tau$  определяются следующим образом:

$$\mathbf{n} = -\mathbf{i}_z; \quad (5)$$

$$\rho = x\mathbf{i}_x + y\mathbf{i}_y, \quad (6)$$

где  $x, y$  — координаты «текущей» точки на раскрыве;

$$\mathbf{E}_\tau = a_x(x, y)\mathbf{i}_x + a_y(x, y)\mathbf{i}_y, \quad (7)$$

где  $a_x(x, y), a_y(x, y)$  — комплексные амплитуды проекций  $\mathbf{E}_\tau$  на координатные оси  $OX$  и  $OY$ .

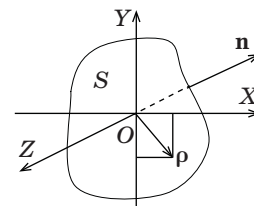
С учетом (5) и (7) выражение (4) может быть приведено к виду:

$$\mathbf{E}_{д.з} = \frac{j}{2\lambda} \frac{e^{-jkR}}{R} \times \int_S [\mathbf{i}_R, [(\mathbf{i}_z + \mathbf{i}_R), (a_x\mathbf{i}_x + a_y\mathbf{i}_y)]] e^{jk\rho \cos \gamma} dS. \quad (8)$$

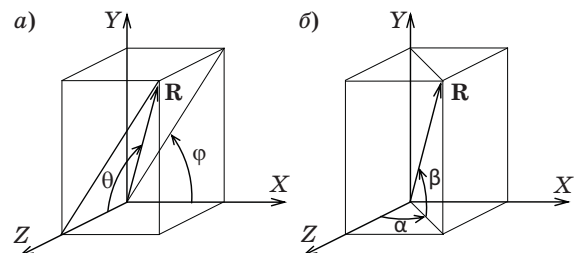
Положение «текущей» точки наблюдения в дальней зоне излучающего раскрыва будем определять в двух, совмещенных с  $XYZ$ , системах координат — сферической  $(R, \theta, \varphi)$  и азимутально-угломестной  $(R, \alpha, \beta)$  (рис. 2, а и б).

Для систем координат  $(R, \theta, \varphi)$  и  $(x, y, z)$  связь между ортами  $\mathbf{i}_R, \mathbf{i}_\theta, \mathbf{i}_\varphi$  и  $\mathbf{i}_x, \mathbf{i}_y, \mathbf{i}_z$  определяется следующей матрицей преобразования координат [9]:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{i}_R \\ \mathbf{i}_\theta \\ \mathbf{i}_\varphi \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \sin\theta\cos\varphi & \sin\theta\sin\varphi & \cos\theta \\ \cos\theta\cos\varphi & \cos\theta\sin\varphi & -\sin\theta \\ -\sin\varphi & \cos\varphi & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_x \\ \mathbf{i}_y \\ \mathbf{i}_z \end{pmatrix}. \quad (9)$$



■ Рис. 1. Декартова система координат излучающего раскрыва



■ Рис. 2. Сферическая (а) и азимутально-угломестная (б) система координат точки наблюдения в дальней зоне излучающего раскрыва



С учетом (6) и (9) получаем

$$\begin{aligned} \rho \cos \gamma &= (\mathbf{R}, \boldsymbol{\rho}) / R = (\mathbf{i}_R, \boldsymbol{\rho}) = \\ &= x \sin \theta \cos \varphi + y \sin \theta \sin \varphi. \end{aligned} \quad (10)$$

Учитывая, что  $\mathbf{i}_R = [\mathbf{i}_\theta, \mathbf{i}_\varphi]$ ,  $(\mathbf{i}_\theta, \mathbf{i}_x) = \cos \theta \cos \varphi$ ,  $(\mathbf{i}_\varphi, \mathbf{i}_x) = -\sin \varphi$ ,  $(\mathbf{i}_\theta, \mathbf{i}_y) = \cos \theta \sin \varphi$ ,  $(\mathbf{i}_\varphi, \mathbf{i}_y) = \cos \varphi$ , а также то, что для плоских синфазных раскрывов больших размеров нормаль  $\mathbf{n}$  можно считать неизменной по раскрыву, векторные преобразования можно вынести за знак интегрирования, и выражение (8) примет вид

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{д.з} &= \frac{j e^{-jkR}}{\lambda R} \times \\ &\times \{ \mathbf{e}_x(\theta, \varphi) N_x(\theta, \varphi) + \mathbf{e}_y(\theta, \varphi) N_y(\theta, \varphi) \}, \end{aligned} \quad (11)$$

где

$$\mathbf{e}_x(\theta, \varphi) = \frac{(1 + \cos \theta)}{2} (\mathbf{i}_\theta \cos \varphi - \mathbf{i}_\varphi \sin \varphi); \quad (12)$$

$$\mathbf{e}_y(\theta, \varphi) = \frac{(1 + \cos \theta)}{2} (\mathbf{i}_\theta \sin \varphi + \mathbf{i}_\varphi \cos \varphi); \quad (13)$$

$$\begin{aligned} N_x(\theta, \varphi) &= \\ &= \int_S a_x(x, y) e^{ik(x \sin \theta \cos \varphi + y \sin \theta \sin \varphi)} dx dy; \end{aligned} \quad (14)$$

$$\begin{aligned} N_y(\theta, \varphi) &= \\ &= \int_S a_y(x, y) e^{ik(x \sin \theta \cos \varphi + y \sin \theta \sin \varphi)} dx dy. \end{aligned} \quad (15)$$

С учетом (12) и (13) выражение (11) можно привести к следующему виду:

$$\mathbf{E}_{д.з}(\theta, \varphi) = A \mathbf{F}(\theta, \varphi) = A \{ \mathbf{F}_\theta(\theta, \varphi) + \mathbf{F}_\varphi(\theta, \varphi) \}, \quad (16)$$

где  $A$  — амплитудный множитель;  $\mathbf{F}(\theta, \varphi)$  — суммарная ДН излучающего раскрыва;  $\mathbf{F}_\theta(\theta, \varphi)$  — ДН излучающего раскрыва для  $\theta$ -й составляющей вектора  $\mathbf{E}_{д.з}(\theta, \varphi)$ ;  $\mathbf{F}_\varphi(\theta, \varphi)$  — ДН излучающего раскрыва для  $\varphi$ -й составляющей вектора  $\mathbf{E}_{д.з}(\theta, \varphi)$ ;

$$\begin{aligned} F_\theta(\theta, \varphi) &= \frac{(1 + \cos \theta)}{2} \times \\ &\times (\cos \varphi N_x(\theta, \varphi) + \sin \varphi N_y(\theta, \varphi)); \end{aligned} \quad (17)$$

$$\begin{aligned} F_\varphi(\theta, \varphi) &= \frac{(1 + \cos \theta)}{2} \times \\ &\times (-\sin \varphi N_x(\theta, \varphi) + \cos \varphi N_y(\theta, \varphi)). \end{aligned} \quad (18)$$

Для систем координат  $(R, \alpha, \beta)$  и  $(x, y, z)$  связь между ортами  $\mathbf{i}_R, \mathbf{i}_\alpha, \mathbf{i}_\beta$  и  $\mathbf{i}_x, \mathbf{i}_y, \mathbf{i}_z$  определяется

следующей матрицей преобразования координат [9]:

$$\begin{pmatrix} \mathbf{i}_R \\ \mathbf{i}_\alpha \\ \mathbf{i}_\beta \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \beta \sin \alpha & \sin \beta & \cos \beta \cos \alpha \\ \cos \alpha & 0 & -\sin \alpha \\ -\sin \alpha \sin \beta & \cos \beta & -\cos \alpha \sin \beta \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \mathbf{i}_x \\ \mathbf{i}_y \\ \mathbf{i}_z \end{pmatrix}. \quad (19)$$

С учетом (6) и (19) получаем

$$\begin{aligned} \rho \cos \gamma &= (\mathbf{R}, \boldsymbol{\rho}) / R = (\mathbf{i}_R, \boldsymbol{\rho}) = \\ &= x \sin \alpha \cos \beta + y \sin \beta. \end{aligned} \quad (20)$$

Принимая во внимание, что  $\mathbf{i}_R = [\mathbf{i}_\alpha, \mathbf{i}_\beta]$ ,  $(\mathbf{i}_\alpha, \mathbf{i}_x) = \cos \alpha$ ,  $(\mathbf{i}_\beta, \mathbf{i}_x) = -\sin \alpha \sin \beta$ ,  $(\mathbf{i}_\alpha, \mathbf{i}_y) = 0$ ,  $(\mathbf{i}_\beta, \mathbf{i}_y) = \cos \beta$ , а также то, что для плоских синфазных раскрывов больших размеров нормаль  $\mathbf{n}$  можно считать неизменной по раскрыву, векторные преобразования можно вынести за знак интегрирования, и выражение (8) будет выглядеть следующим образом:

$$\begin{aligned} \mathbf{E}_{д.з} &= \frac{j e^{-jkR}}{\lambda R} \times \\ &\times \{ \mathbf{e}_x(\alpha, \beta) N_x(\alpha, \beta) + \mathbf{e}_y(\alpha, \beta) N_y(\alpha, \beta) \}, \end{aligned} \quad (21)$$

где

$$\mathbf{e}_x(\alpha, \beta) = \frac{(\cos \alpha + \cos \beta)}{2} \mathbf{i}_\alpha - \frac{\sin \alpha \sin \beta}{2} \mathbf{i}_\beta; \quad (22)$$

$$\mathbf{e}_y(\alpha, \beta) = \frac{\sin \alpha \sin \beta}{2} \mathbf{i}_\alpha + \frac{(\cos \alpha + \cos \beta)}{2} \mathbf{i}_\beta; \quad (23)$$

$$\begin{aligned} N_x(\alpha, \beta) &= \\ &= \int_S a_x(x, y) e^{ik(x \sin \alpha \cos \beta + y \sin \beta)} dx dy; \end{aligned} \quad (24)$$

$$\begin{aligned} N_y(\alpha, \beta) &= \\ &= \int_S a_y(x, y) e^{ik(x \sin \alpha \cos \beta + y \sin \beta)} dx dy. \end{aligned} \quad (25)$$

С учетом (22) и (23) выражение (21) можно привести к следующему виду:

$$\mathbf{E}_{д.з}(\alpha, \beta) = A \mathbf{F}(\alpha, \beta) = A \{ \mathbf{F}_\alpha(\alpha, \beta) + \mathbf{F}_\beta(\alpha, \beta) \}, \quad (26)$$

где  $\mathbf{F}(\alpha, \beta)$  — суммарная ДН излучающего раскрыва;  $\mathbf{F}_\alpha(\alpha, \beta)$  — ДН излучающего раскрыва для  $\alpha$ -й составляющей вектора  $\mathbf{E}_{д.з}(\alpha, \beta)$ ;  $\mathbf{F}_\beta(\alpha, \beta)$  — ДН излучающего раскрыва для  $\beta$ -й составляющей вектора  $\mathbf{E}_{д.з}(\alpha, \beta)$ ;

$$\begin{aligned} F_\alpha(\alpha, \beta) &= \frac{(\cos \alpha + \cos \beta)}{2} N_x(\alpha, \beta) + \\ &+ \frac{\sin \alpha \sin \beta}{2} N_y(\alpha, \beta); \end{aligned} \quad (27)$$

$$F_{\beta}(\alpha, \beta) = -\frac{\sin \alpha \sin \beta}{2} N_x(\alpha, \beta) + \frac{(\cos \alpha + \cos \beta)}{2} N_y(\alpha, \beta). \quad (28)$$

Для плоских синфазных раскрывов, линейные размеры которых гораздо больше рабочей длины волны, при определении главного и ближних боковых лепестков ДН можно считать, что нормаль к раскрыву  $\mathbf{n}$  и орт  $\mathbf{i}_R$  радиус-вектора  $\mathbf{R}$  параллельны друг другу. При этом в круглых скобках выражения (8) можно ввести следующую аппроксимацию [10]:

$$\mathbf{i}_R = -\mathbf{n} = \mathbf{i}_z. \quad (29)$$

С учетом (29) выражение (8) приобретает следующий вид:

$$\mathbf{E}_{д.з} = \frac{j e^{-jkR}}{\lambda R} \times \int_S [\mathbf{i}_z, [\mathbf{i}_z, (a_x \mathbf{i}_x + a_y \mathbf{i}_y)]] e^{jk\rho \cos \gamma} dS. \quad (30)$$

В этом случае для сферической системы координат точки наблюдения формулы для ДН  $F_{\theta}(\theta, \varphi)$  и  $F_{\varphi}(\theta, \varphi)$  выглядят следующим образом:

$$F_{\theta}(\theta, \varphi) = \cos \theta (\cos \varphi N_x(\theta, \varphi) + \sin \varphi N_y(\theta, \varphi)); \quad (31)$$

$$F_{\varphi}(\theta, \varphi) = -\sin \varphi N_x(\theta, \varphi) + \cos \varphi N_y(\theta, \varphi). \quad (32)$$

Для азимутально-угломестной системы координат точки наблюдения формулы для ДН  $F_{\alpha}(\alpha, \beta)$  и  $F_{\beta}(\alpha, \beta)$  приобретают следующий вид:

$$F_{\alpha}(\alpha, \beta) = \cos \beta N_x(\alpha, \beta) + \sin \alpha \sin \beta N_y(\alpha, \beta); \quad (33)$$

$$F_{\beta}(\alpha, \beta) = \cos \alpha N_y(\alpha, \beta). \quad (34)$$

Формулы (31)–(34) приведены в работах [1, 4] в качестве рекомендуемых для расчета ДН исследуемых антенн по результатам измерения поля в ближней зоне этих антенн на плоской поверхности сканирования. Однако диапазон углов наблюдения, для которых можно использовать эти формулы, очень ограничен. Это следует хотя бы из того, что в них изначально содержатся определенные противоречия.

Например, для линейно поляризованного раскрыва, вектор  $\mathbf{E}_r$  которого параллелен оси  $OX$  ( $a_y(x, y) = 0$ ), в азимутальной плоскости (плоскость  $\varphi = 0^\circ$  на рис. 2, а и плоскость  $\beta = 0^\circ$  на рис. 2, б) получаются следующие результаты:

$$F_{\theta}(\theta, \varphi) = \cos \theta N_x(\theta, \varphi), \quad F_{\varphi}(\theta, \varphi) = 0;$$

$$F_{\alpha}(\alpha, \beta) = N_x(\alpha, \beta), \quad F_{\beta}(\alpha, \beta) = 0.$$

Для этой же поляризации в угломестной плоскости (плоскость  $\varphi = 90^\circ$  на рис. 2, а и плоскость  $\alpha = 0^\circ$  на рис. 2, б) имеем

$$F_{\theta}(\theta, \varphi) = 0, \quad F_{\varphi}(\theta, \varphi) = -N_x(\theta, \varphi);$$

$$F_{\alpha}(\alpha, \beta) = \cos \beta N_x(\alpha, \beta), \quad F_{\beta}(\alpha, \beta) = 0.$$

В то же время формулы (17), (18), (27), (28) справедливы для более широкого диапазона углов наблюдения и не содержат описанных выше противоречий. Например, для линейно поляризованного вдоль оси  $OX$  раскрыва ( $a_y(x, y) = 0$ ) в азимутальной плоскости (плоскость  $\varphi = 0^\circ$  на рис. 2, а и плоскость  $\beta = 0^\circ$  на рис. 2, б) получают следующие результаты:

$$F_{\theta}(\theta, \varphi) = 0,5(1 + \cos \theta) N_x(\theta, \varphi), \quad F_{\varphi}(\theta, \varphi) = 0;$$

$$F_{\alpha}(\alpha, \beta) = 0,5(1 + \cos \alpha) N_x(\alpha, \beta), \quad F_{\beta}(\alpha, \beta) = 0.$$

Для этой же поляризации в угломестной плоскости (плоскость  $\varphi = 90^\circ$  на рис. 2, а и плоскость  $\alpha = 0^\circ$  на рис. 2, б) имеем

$$F_{\theta}(\theta, \varphi) = 0, \quad F_{\varphi}(\theta, \varphi) = -0,5(1 + \cos \theta) N_x(\theta, \varphi);$$

$$F_{\alpha}(\alpha, \beta) = 0,5(1 + \cos \beta) N_x(\alpha, \beta), \quad F_{\beta}(\alpha, \beta) = 0.$$

Таким образом, при расчете ДН исследуемых антенн по результатам измерения фазированных антенных решеток на плоскости вблизи их раскрыва следует использовать формулы (17), (18) для сферической системы координат точки наблюдения и (27), (28) — для азимутально-угломестной системы координат точки наблюдения.

### Вывод расчетных формул на основе решения волнового уравнения Гельмгольца

При построении модели предполагается, что антенна расположена в одном из полупространств, замыкаемом плоскостью  $YOX$  при  $x = d$ . Полупространство, в котором требуется определить электромагнитное поле, является однородной и изотропной средой.

Векторное волновое уравнение в декартовых координатах имеет вид

$$\Delta \mathbf{E} + k^2 \mathbf{E} = 0, \quad (35)$$

где  $\Delta$  — оператор Лапласа.

В качестве частных решений используются однородные плоские волны, область определения которых соответствует уравнению (35). В этом случае вектор напряженности электрического поля является решением уравнения Гельмгольца в декартовых координатах и определяется выражением

$$\mathbf{E}(\mathbf{R}) = \int_{-\infty}^{\infty} \int_{-\infty}^{\infty} \mathbf{A}(\mathbf{k}) e^{j(\mathbf{kR})} dk_x dk_y, \quad (36)$$

где  $\mathbf{R}$  — радиус-вектор точки в декартовых координатах;  $\mathbf{k}$  — волновой вектор;  $\mathbf{A}(\mathbf{k})$  — угловой спектр плоских волн.

Из уравнения (36) для составляющих  $E_x$  и  $E_y$  на плоскости  $YOX$  при  $z = d$  получим

$$\begin{cases} E_x(x, y, d) = \\ = \int_{-k}^k \int_{-k}^k A_x(k_x, k_y) e^{-jxk_x - jyk_y - jk_z d} dk_x dk_y; \\ E_y(x, y, d) = \\ = \int_{-k}^k \int_{-k}^k A_y(k_x, k_y) e^{-jxk_x - jyk_y - jk_z d} dk_x dk_y. \end{cases} \quad (37)$$

Составляющие амплитудных спектров плоских волн определяются посредством двумерного обратного преобразования Фурье:

$$\begin{cases} A_x(k_x, k_y) = \\ = \frac{e^{jk_z d}}{4\pi^2} \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} \int_{y_{\min}}^{y_{\max}} E_x(x, y, d) e^{jxk_x + jyk_y} dx dy; \\ A_y(k_x, k_y) = \\ = \frac{e^{jk_z d}}{4\pi^2} \int_{x_{\min}}^{x_{\max}} \int_{y_{\min}}^{y_{\max}} E_y(x, y, d) e^{jxk_x + jyk_y} dx dy, \end{cases} \quad (38)$$

где  $x_{\min}, y_{\min}$  и  $x_{\max}, y_{\max}$  — координаты, определяющие границы области измерения в плоскости  $OXY_{z=d}$ .

Составляющая  $A_z(k_x, k_y) = -(1/k_z)((k_x A_x(k_x, k_y) + k_y A_y(k_x, k_y))$  находится из условия  $\text{div} \mathbf{E} = 0$ , так как в рассматриваемой области не содержатся свободные заряды.

Для дальней зоны уравнение (38) после преобразований на основе метода стационарной фазы приводится к виду [5, 6]

$$\mathbf{E}(\mathbf{R}) = j(2\pi/R) k_z \mathbf{A}(\mathbf{k}) e^{-j(\mathbf{kR})}. \quad (39)$$

Для сферической системы координат  $(R, \theta, \varphi)$ , используя (9), получим

$$\begin{cases} E_\theta = (E_x \cos \varphi + E_y \sin \varphi) \cos \theta - E_z \sin \theta; \\ E_\varphi = -E_x \sin \varphi + E_y \cos \varphi. \end{cases} \quad (40)$$

Раскрывая (40) и используя свойство (39), можно получить следующие равенства:

$$\begin{cases} E_\theta = j2\pi k \frac{e^{-jkR}}{R} \times \\ \times (A_x(k_x, k_y) \cos \varphi + A_y(k_x, k_y) \sin \varphi); \\ E_\varphi = j2\pi k \frac{e^{-jkR}}{R} \times \\ \times (A_y(k_x, k_y) \cos \varphi - A_x(k_x, k_y) \sin \varphi) \cos \theta, \end{cases} \quad (41)$$

где  $k_x = k \sin \theta \cos \varphi$ ;  $k_y = k \sin \theta \sin \varphi$ ;  $k_z = k \cos \theta$ .

Таким образом, ДН в системе координат  $(R, \theta, \varphi)$  будут иметь следующий вид:

$$\begin{cases} F_\theta(\theta, \varphi) = A_x(\theta, \varphi) \cos \varphi + A_y(\theta, \varphi) \sin \varphi; \\ F_\varphi(\theta, \varphi) = (A_y(\theta, \varphi) \cos \varphi - A_x(\theta, \varphi) \sin \varphi) \cos \theta. \end{cases} \quad (42)$$

Для азимутально-угломестной системы координат  $(R, \alpha, \beta)$ , используя (19), получим

$$\begin{cases} E_\beta = (E_z \cos \alpha + E_x \sin \alpha) \sin \beta - E_y \cos \beta; \\ E_\alpha = -E_z \sin \alpha + E_x \cos \alpha. \end{cases} \quad (43)$$

Раскрывая (40) и используя свойство (43), можно получить следующие равенства:

$$\begin{cases} E_\beta = -j2\pi k \frac{e^{-jkR}}{R} A_y(k_x, k_y) \cos \alpha; \\ E_\alpha = j2\pi k \frac{e^{-jkR}}{R} \left( A_x(k_x, k_y) \cos \beta + \right. \\ \left. + A_y(k_x, k_y) \sin \beta \sin \alpha \right), \end{cases} \quad (44)$$

где  $k_x = k \cos \beta \sin \alpha$ ;  $k_y = k \sin \beta$ ;  $k_z = k \cos \beta \cos \alpha$ .

Таким образом, ДН в системе координат  $(R, \alpha, \beta)$  будут иметь следующий вид:

$$\begin{cases} F_\beta(\alpha, \beta) = A_y(\alpha, \beta) \cos \alpha; \\ F_\alpha(\alpha, \beta) = A_x(\alpha, \beta) \cos \beta + A_y(\alpha, \beta) \sin \beta \sin \alpha. \end{cases} \quad (45)$$

Для того чтобы сделать заключение о точности выведенных формул, необходимо сравнить результаты их использования для определения ДН эталонной антенны.

### Сравнительный анализ полученных формул

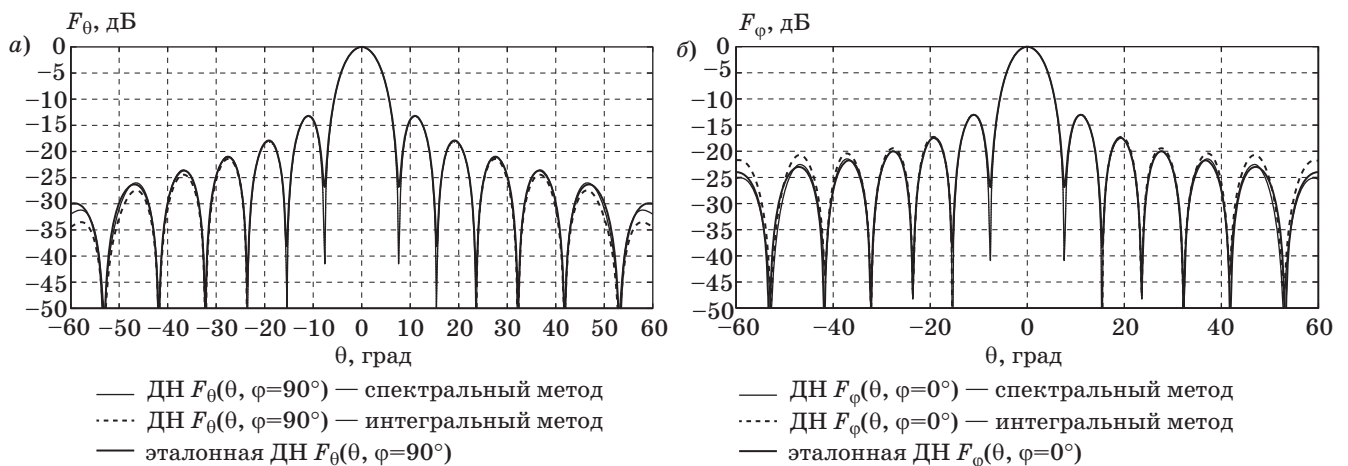
Для оценки точности формул (17), (18), (27), (28), полученных интегральным методом, и формул (42), (45), полученных спектральным методом, был использован эталон в виде математической модели источника излучения, характеристики которого могут быть аналитически определены в любой точке окружающего пространства. Моделируемый источник излучения представлял собой плоскую эквидистантную решетку  $(15 \times 15)$  элементарных электрических диполей с дипольными моментами, перпендикулярными плоскости  $ZOX$ .

По известным аналитическим формулам [6] рассчитывали распределение поля:

— в дальней зоне (получая таким образом эталонную ДН);

— на плоскости, расположенной вблизи раскрыва источника излучения (получая таким образом исходные данные для восстановления ДН с помощью сравниваемых формул).

Затем, используя вышеупомянутое распределение поля на плоскости вблизи раскрыва, с помощью формул (17), (18), (27), (28), (42), (45) восстанавливали ДН источника излучения. Оценка



■ Рис. 3. Диаграммы направленности моделируемого источника в вертикальной (а) и горизонтальной (б) плоскости

точности этих формул проводилась путем сравнения восстановленных ДН с эталонной.

Результаты расчетов составляющих  $F_\theta(\theta, \varphi = 90^\circ)$  (что соответствует  $F_\beta(\beta, \alpha = 0^\circ)$ ) и  $F_\varphi(\theta, \varphi = 0^\circ)$  (что соответствует  $F_\beta(\beta = 90^\circ, \alpha)$ ) моделируемого источника излучения в двух главных плоскостях приведены на рис. 3, а и б.

Как следует из проведенных расчетов, более близкие к эталонной ДН результаты получаются при использовании формул на основе спектрального метода (42), (45).

Формулы, полученные на основе интегрального метода, начиная с углов  $\theta = 25^\circ$ , дают неточные результаты, а при углах  $\theta$ , близких к  $60^\circ$ , относительная ошибка достигает 10 % для  $F_\varphi(\theta, \varphi = 0^\circ)$  и 15 % для  $F_\theta(\theta, \varphi = 90^\circ)$ .

Формулы, полученные на основе спектрального метода, для углов  $\theta$ , близких к  $60^\circ$ , дают относительную ошибку 6 % для  $F_\theta(\theta, \varphi = 90^\circ)$  и 4 % для  $F_\varphi(\theta, \varphi = 0^\circ)$ .

### Заключение

Результаты выполненной работы позволяют сделать следующие выводы:

Традиционно используемые для восстановления ДН формулы (31)–(34) содержат внутренние противоречия и пригодны только для восстановления главного лепестка ДН узконаправленных антенн.

Формулы (17), (18), (27), (28), полученные на основе приближения Кирхгофа, не содержат внутренних противоречий и могут быть использованы для восстановления главного и первого бокового лепестка ДН исследуемых узконаправленных антенн.

Формулы (45), (46), полученные на основе спектрального метода, могут быть использованы для восстановления главного и нескольких ближних боковых лепестков ДН исследуемых узконаправленных антенн.

В области главного лепестка ДН узконаправленных антенн все полученные формулы (17), (18), (27), (28), (45), (46) имеют примерно одинаковую точность.

Результаты работы могут найти практическое применение в алгоритмах восстановления ДН исследуемых антенн на стендах ближнего поля с плоской поверхностью сканирования.

### Литература

1. Методы измерений характеристик антенн СВЧ / Л. Н. Захарьев и др. — М.: Радио и связь, 1985. — 368 с.
2. Курочкин А. П. Теория и техника антенных измерений // Антенны. 2009. № 7. С. 39–44.
3. Денисенко В. В., Козлов Ю. И. Радиоизмерения в специализированных безэховых камерах // Радиотехника. 2008. № 10. С. 3–10.
4. Методы измерений параметров излучающих систем в ближней зоне / Л. Д. Бахрах и др. — Л.: Наука, 1985. — 272 с.
5. Исследование антенн и характеристик рассеяния радиолокационных объектов по планарным измерениям в ближнем поле / С. В. Васендин и др. // Успехи современной радиоэлектроники. 2013. № 2. С. 63–68.
6. Slater D. Near-Field Antenna Measurement. — Artech House, 1991. — 310 p.
7. Johnson J. H. An Examination of the Theory and Practices of Planar Near-Field Measurement // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1988. Vol. 36. N 6. P. 746–752.
8. Paris D. T., Leach W. M., Joy E. B. Basis Theory of Probe-Compensated Near-Field Measurements // IEEE Transactions on Antennas and Propagation. 1978. Vol. 26. N 3. P. 373–379.
9. Бронштейн И. Н., Семендяев К. А. Справочник по математике. — М.: Наука, 1980. — 975 с.
10. Хашимов А. Б. Эффективный метод обработки результатов измерений в ближней зоне антенны // Антенны. 2014. № 1. С. 15–22.



UDC 624.296

## Calculating Correlations for Measurement Data Processing at Near-Field Test-Bench with Planar Scan Surface

Kalashnikov V. S.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Head of Department of Antenna Measurement, 4047803 @ gmail.comPonomarev M. J.<sup>a</sup>, Head of Sector of Software, MAXXPON @ rambler.ru<sup>a</sup>JSC «VNIIRA», 19, Chkipersky protok, 199106, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Problem:** The literature on antenna design offers various formulas for calculating the radiation pattern by measuring the amplitude and phase of the radiated field over the plane located close to the antenna aperture, but the range of the accurately calculated resulting radiation pattern is not specified strictly enough. The purpose of this work is estimating the accuracy range of the traditional formulas and deriving new ones, providing a broader accuracy range for antenna radiation patterns. **Results:** In the paper, restrictions of the traditional formulas are analyzed. For narrow-beam antennas, these formulas have internal contradictions limiting the accuracy range of the resulting radiation pattern to the main lobe. In Kirhgof's approximation, formulas free of these restrictions have been derived, which broaden the accuracy range and add to it the first side lobe. On basis of the spectral method for Helmholtz equation solution, other formulas have been derived which broaden the accuracy range still more, adding to it several close side lobes beside the main one. The accuracy ranges provided by different formulas were estimated with the mathematical model of an equidistant planar antenna array of 225 electric dipoles (15×15). For this array, we calculated the radiation pattern in a remote zone and the distribution of the tangential component of the complex electric field vector over a scan surface located in a close zone parallel to the antenna aperture. The obtained tangential component distribution was used as the input data to calculate the radiation patterns using the compared formulas. Each calculated pattern was then compared with the model analytical pattern. **Practical relevance:** The obtained formulas allow you to accurately calculate not only the main lobe of a narrow-beam antenna but also its first side lobes. These results can be used in algorithms of calculating antenna radiation patterns under tests at planar near-field facilities.

**Keywords** — Kirhgof's Approximation, Tangential Component of Electric Field Vector, Scan Surface, Amplitude-Phase Field Distribution, Helmholtz Equation, Radiation Pattern.

## References

- Zaharev L. N., Lemanzky A. A., Turchin V. I., Cheytlin N. M., Cheglov K. S. *Metody izmerenii kharakteristik antenn SVCh* [UHF Antenna Measurements Techniques]. Moscow, Radio i sviaz' Publ., 1985. 368 p. (In Russian).
- Kurochkin A. P. Antenna Measurements Theory and Methods. *Antenny*, 2009, no. 9, pp. 39–44 (In Russian).
- Denisenko V. V., Kozlov Yu. I. Radiomeasurements in a Specialized Anechoic Chambers. *Radiotekhnika*, 2008, no. 10, pp. 3–10 (In Russian).
- Bakhrakh L. D., Kremenecky S. D., Kurochkin A. P., Usin V. A., Chifrin Ya. S. *Metody izmerenii parametrov izluchaiushchikh sistem v blizhnei zone* [Radiating Systems Near-Field Measurement Techniques]. Leningrad, Nauka Publ., 1985. 272 p. (In Russian).
- Vasendin S. V., Kirpanov A. V., Korol V. M., Ponomarev M. Yu., Shatrakov Yu. G. Investigation of Antennas and Radar Objects Scattering Characteristics on a Planar Near-Field Measurements. *Uspekhi sovremennoi radioelektroniki*, 2013, no. 2, pp. 63–68 (In Russian).
- Slater D. *Near-Field Antenna Measurement*. Artech House, 1991. 310 p.
- Johnson J. H. An Examination of the Theory and Practices of Planar Near-Field Measurement. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1988, vol. 36, no. 6, pp. 746–752.
- Paris D. T., Leach W. M., Joy E. B. Basis Theory of Probe-Compensated Near-Field Measurements. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 1978, vol. 26, no. 3, pp. 373–379.
- Bronshtejn I. N., Semendyaev K. A. *Spravochnik po matematike* [Handbook of Mathematics]. Moscow, Nauka Publ., 1980. 975 p. (In Russian).
- Khshimov A. B. Effective Method for Processing Measurement in Antenna Near-Field. *Antenny*, 2014, no. 1, pp. 15–22 (In Russian).

УДК 623.746.07519

## СОВМЕСТНОЕ УПРАВЛЕНИЕ ДВИЖЕНИЕМ СУДНА И БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА ПРИ ПОСАДКЕ

Ю. Ф. Подоплёкин<sup>а</sup>, доктор техн. наук, профессор

С. Н. Шаров<sup>а</sup>, доктор техн. наук, профессор

<sup>а</sup>ОАО «Концерн «Гранит-Электрон», Санкт-Петербург, РФ

**Введение:** важнейшим условием безаварийной («сухой») посадки является точность отработки программного движения беспилотного летательного аппарата, точность пространственной стабилизации посадочного устройства на судне или точность прогноза его пространственного положения в момент сцепления с беспилотным летательным аппаратом. Целью работы является исследование возможности и целесообразности совместного управления судном и летательным аппаратом для обеспечения наилучших условий возвращения и безаварийной посадки летательного аппарата на судно. **Результаты:** предложены алгоритмы функционирования и обмена информацией между судном и беспилотным летательным аппаратом на основе анализа движения беспилотного летательного аппарата и судна на всех этапах движения от запуска до посадки. По информации навигационных и других бортовых приборов, передаваемой на судно по радиосвязи, контролируется возможность возвращения беспилотного летательного аппарата на судно-носитель и корректируется программная траектория движения в режиме реального времени, а также возможность обеспечения допустимых отклонений параметров движения беспилотного летательного аппарата в момент сцепления с посадочным устройством. Анализ движения судна как твердого тела, имеющего шесть степеней свободы, рассматривается с учетом присоединенной массы воды и возмущающего воздействия волн. Качка судна представляется в виде ограниченной суммы гармонических колебаний и случайной составляющей по каждой координате. Учитывается нелинейная зависимость смещения посадочного устройства, вынесенного на кран-балке за борт судна. На основании анализа колебаний посадочного устройства прогнозируется его пространственное положение в момент сцепления с беспилотным летательным аппаратом. Увеличение точности прогноза положения посадочного устройства достигается путем предварительного анализа параметров качки и нахождения оптимального курса и скорости движения судна, при которых обеспечивается наилучшая точность прогноза пространственного положения посадочного устройства и приведения к нему беспилотного летательного аппарата. **Заключение:** совместное управление движением судна и беспилотного летательного аппарата позволяет создать наиболее благоприятные условия для посадки, а также помогает оператору (с известной величиной риска принятия ошибочного решения) реализовать «сухую» или «мокрую» (аварийную) посадку.

**Ключевые слова** — беспилотный летательный аппарат, информационно-управляющая система беспилотного летательного аппарата и судна.

### Введение

Использование беспилотного летательного аппарата (БПЛА) на судах и кораблях сдерживается единственной причиной — отсутствием надежных средств их посадки. Достоинства способа посадки БПЛА на выдвигающуюся за борт судна кран-балку [1]: оперативность «развертывания» и «свертывания», возможность использования для БПЛА различного типа, пригодность к размещению на судах любого класса, минимальное дополнительное оборудование на судне и БПЛА.

Беспилотные летательные аппараты судового базирования укомплектованы бортовой аппаратурой системы навигации и управления, связи с судном и сменной, называемой «целевой», аппаратурой, чаще всего радиолокационной или оптико-электронной (телевизионной, тепловизионной или лазерной). Целевая аппаратура обеспечивает мониторинг поверхности по заданному полетным заданием маршруту движения БПЛА.

Судовое оборудование включает в себя автоматизированное рабочее место (АРМ) оператора управления, аппаратуру связи носителя с БПЛА, а также пусковое и посадочное устройство БПЛА.

Кран-балка судна обеспечивает вынос посадочного устройства для посадки БПЛА за борт

судна. Для сцепления с судовым посадочным устройством на БПЛА используется выдвигной карабин. На кран-балке, кроме посадочного устройства, в составе которого имеются захватное и тормозное устройства, размещается оптико-электронная аппаратура. В ее состав входят телевизионная камера и дальномер.

Дальномер обеспечивает измерение текущей дистанции от посадочного устройства до наблюдаемого БПЛА и скорости его сближения с судном.

Дополнительно в состав судовой аппаратуры введено устройство, позволяющее определить направление и скорость ветра, например, лидар для оценки составляющих скорости ветра.

Для посадки БПЛА известны [1, 2] следующие способы управления движением:

— автономное или автоматизированное управление БПЛА с бортовым координатором, самонаведение на зацеп устройства посадки;

— автономное или автоматизированное управление БПЛА с судовым координатором, где сигналы управления, обеспечивающие приведение БПЛА к зацепу посадочного устройства, вырабатываются в АРМ и по каналу связи передаются на борт БПЛА.

Возможно комбинированное управление с использованием информации бортового и судового

координаторов, а также резервное ручное управление с визуальным наблюдением оператором движения БПЛА.

Для всех перечисленных способов важнейшим условием безаварийной посадки является точность отработки программного движения БПЛА, точность пространственной стабилизации посадочного устройства на судне или точность прогноза его положения в момент сцепления с БПЛА. Внешним условием, оказывающим определяющее влияние на точность заданной программой траектории сближения БПЛА с судном, является возмущение атмосферы, вызванное ветровыми порывами и движением судна. Волнение морской поверхности оказывает влияние на бортовую систему БПЛА, которая обеспечивает заданную высоту полета, и на качку судна, которая влияет на линейное и угловое смещение посадочного устройства в горизонтальной и вертикальной плоскостях.

Задача предлагаемой системы — создание условий для «сухой» посадки на основе анализа качки судна и динамики движения БПЛА.

### Анализ движения БПЛА для посадки на движущееся судно

Система управления посадкой БПЛА на движущееся судно сопровождает БПЛА на всех этапах движения после запуска, используя информацию навигационных и других приборов бортовой системы управления, передаваемую на судно по радиосвязи.

Во время выполнения БПЛА мониторинга поверхности контролируется возможность возвращения БПЛА на судно-носитель при имеющемся запасе горючего на борту.

Для решения этой задачи рассчитывается траектория движения в земной системе координат  $(\lambda, \varphi)$  с учетом текущих координат и параметров движения обоих объектов (БПЛА и судна-носителя), обеспечивающая минимальный путь. Примеры расчета оптимальной траектории минимальной длины с минимально необходимым запасом горючего, при ограничениях на допустимую перегрузку и управляющие моменты рулевых органов приведены в работе [3].

Если требуемый запас горючего  $Q_{\min}$  для реализации минимальной длины траектории сближения меньше имеющегося на борту  $Q_a$  летательного аппарата, то возвращение БПЛА возможно. По мере уменьшения разницы  $Q_a - Q_{\min}$  и приближения ее к нулю необходимо возвращать БПЛА на судно или изменять курс движения судна и (или) БПЛА для уменьшения длины траектории возврата и требуемой величины  $Q_{\min}$ .

Длина минимального пути возвращения определяется с учетом маневров разворота БПЛА

и подхода к посадочному устройству судна с нужной стороны. Для использования судовой системы управления посадкой реализация траектории возврата обеспечивает приведение БПЛА в зону, по дистанции и угловым координатам достаточную для обнаружения и сопровождения его судовым координатором, в целях точного приведения его на посадочное устройство. Расчетная точка местонахождения судна в момент прихода на посадку БПЛА определяется с учетом особенностей движения судна и ветровых возмущений.

Погрешность реализации этой траектории в точке обнаружения и «захвата» БПЛА судовой системой на сопровождение под действием случайных факторов внешней среды и внутренних помех в бортовой аппаратуре будет определять начальное рассогласование для приведения БПЛА к устройству зацепления. Координаты и параметры БПЛА в этой точке являются начальными условиями (при  $t = 0$ ) для следующего этапа движения БПЛА, где происходит точное приведение БПЛА к посадочному устройству.

Учитывая небольшие расстояния (не более 2–3 км) этого этапа, дальнейший анализ сближения БПЛА с посадочным устройством будем проводить в декартовой системе координат, связанной с точкой прицеливания посадочного устройства, являющейся центром зоны посадочного устройства, в которой обеспечивается безаварийная посадка (сцепление БПЛА с посадочным устройством) при отсутствии качки судна. Начало координат — в точке прицеливания. Горизонтальная плоскость параллельна невзволнованной поверхности воды. Вертикальная плоскость совпадает с курсом судна и проходит через точку прицеливания при отсутствии качки судна. Направления осей:  $X$  — по курсу судна,  $Y$  — вверх,  $Z$  — вправо.

При  $t = 0$  значения параметров БПЛА

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_{\text{тр}} + \Delta\mathbf{A}, \quad (1)$$

где  $\mathbf{A}$  — вектор параметров БПЛА, включающий линейные  $X_a, Y_a, Z_a$  и угловые  $\psi_a, \vartheta_a, \gamma_a$  координаты, а также скорости их изменения;  $\mathbf{A}_{\text{тр}}$  — расчетные значения траекторных параметров БПЛА после реализации программной траектории возвращения ( $X_{\text{тр}}, Y_{\text{тр}}, Z_{\text{тр}} = 0$  и угловые  $\psi_{\text{тр}} = 0, \vartheta_{\text{тр}} = 0, \gamma_{\text{тр}} = 0$ );  $\Delta\mathbf{A}$  — отклонения параметров БПЛА от расчетных значений  $\Delta X, \Delta Y, \Delta Z, \Delta\psi, \Delta\vartheta, \Delta\gamma$  и скоростей их изменения.

Параметры посадочного устройства  $\mathbf{\Pi}$  при  $t = 0$  и отсутствии качки принимаются соответствующими его положению без учета качки судна  $\mathbf{\Pi}$  ( $X_{\text{п.у}} = Z_{\text{п.у}} = 0, Y_{\text{п.у}} = h$  — высоте точки прицеливания посадочного устройства над невзволнованной водной поверхностью,  $\psi_{\text{п.у}} = 0, \vartheta_{\text{п.у}} = 0, \gamma_{\text{п.у}} = 0, \mathbf{V}_{\text{п.у}} = V_{\text{п.у}x}$  — скорость движения судна). При качке параметры  $\mathbf{\Pi}$  принимаются в соответствии с прогнозом их значений на конечный

момент времени  $t_k$ , соответствующий моменту сцепления БПЛА с посадочным устройством.

Отметим, что при наличии возможности поворота посадочного устройства его целесообразно повернуть в вертикальной плоскости на угол, равный углу атаки БПЛА, а в горизонтальной плоскости — равный углу скольжения БПЛА, соответствующему скорости бокового ветра, измеряемой, например, лидаром судна. Это уменьшит боковые перегрузки БПЛА при посадке.

Модель движения БПЛА на этом этапе приближенно описывается, например, следующей системой уравнений [3]:

$$\left\{ \begin{aligned} m(\dot{V}_x + \omega_y V_z - \omega_z V_y) &= \\ &= F_T \cos \vartheta \cos \beta - mg \sin \vartheta - C_x V_x + W_x; \\ m(\dot{V}_y + \omega_y V_x - \omega_x V_z) &= \\ &= F_T \cos \vartheta \cos \beta - mg \cos \vartheta \cos \gamma - C_x V_y + W_y); \\ m(\dot{V}_z + \omega_z V_x - \omega_x V_z) &= F_T \sin \vartheta \cos(\beta + \psi - \psi_3) - \\ &- mg \cos \vartheta \sin \gamma - C_z V_z + W_z); \\ V_x &= V_a \cos \alpha \cos \beta; \quad V_y = -V_a \sin \alpha \cos \beta; \\ V_z &= V_a \sin \beta; \\ \dot{X} &= V_x; \quad \dot{Y} = V_y; \quad \dot{Z} = V_z; \\ J_x \dot{\omega}_x + (J_z - J_y) \omega_y \omega_z + M_{\omega x} &= k_x \delta_x; \\ J_y \dot{\omega}_y + (J_x - J_z) \omega_x \omega_z + M_{\omega y} &= k_y \delta_y; \\ J_z \dot{\omega}_z + (J_y - J_x) \omega_y \omega_x + M_{\omega z} &= k_z \delta_z; \\ \dot{\vartheta} &= \omega_y \sin \gamma + \omega_z \cos \gamma; \\ \dot{\gamma} &= \omega_x + \operatorname{tg} \vartheta (\omega_z \sin \gamma + \omega_y \cos \gamma); \\ \dot{\psi} &= (\omega_y \cos \gamma - \omega_z \sin \gamma) / \cos \vartheta; \\ \vartheta &= \theta + \alpha, \end{aligned} \right. \quad (2)$$

включая управляющие воздействия регулирующих органов:

$$\left\{ \begin{aligned} \delta_x &= k_{1x}(\gamma_3 - \gamma) + k_{2x} \omega_x + \\ &+ k_{3x} \psi + k_{4x} \omega_y + k_{5x} Y; \\ \delta_y &= k_{1y}(\psi_3 - \psi) + k_{2y} \omega_y + \\ &+ k_{3y}(Z_3 - Z) + k_{4y} V_z + k_{5y} \gamma; \\ \delta_z &= k_{1z}(\vartheta_3 - \vartheta) + k_{2z} \omega_z + \\ &+ k_{3z}(Y_3 - Y) + k_{4z} V_y + k_{5z} \gamma, \end{aligned} \right. \quad (3)$$

где  $m$  — масса БПЛА;  $F_T$  — сила тяги двигателя;  $J_x, J_y, J_z$  — моменты инерции БПЛА относительно главных осей;  $V_x, V_y, V_z$  и  $\dot{V}_x, \dot{V}_y, \dot{V}_z$  — проекции скорости и ускорения БПЛА на координатные оси  $X, Y, Z$ ;  $\psi, \vartheta$  — направление полета БПЛА в горизонтальной и вертикальной плоскостях;  $\gamma$  — угол крена;  $\theta$  — угол наклона траектории;  $\alpha, \beta$  — углы атаки и скольжения;  $\gamma_3, \psi_3, \vartheta_3, Z_3, Y_3$  — заданные (программными значениями или положением посадочного устройства) направле-

ния полета — координаты точки прицеливания БПЛА при  $t = 0$ ;  $\omega_x, \omega_y, \omega_z$  и  $\dot{\omega}_x, \dot{\omega}_y, \dot{\omega}_z$  — угловые скорости и ускорения поворота вокруг главных осей;  $C_x, C_y, C_z$  — коэффициенты сопротивления соответствующим линейным движениям БПЛА;  $M_{\omega x}, M_{\omega y}, M_{\omega z}$  — моменты сопротивления соответствующим угловым движениям БПЛА;  $W_x, W_y, W_z$  — проекции силы ветра на оси  $X, Y, Z$ , измеряемые лидаром, который входит в состав судовой системы управления посадкой;  $\delta_x, \delta_y, \delta_z$  — углы поворота рулей управления, изменяющие угловое положение БПЛА  $\gamma, \psi, \vartheta$ ;  $k_{1x}, k_{2x}, k_{3x}, k_{4x}, k_{5x}$  — коэффициенты участия параметров  $\gamma, \omega_x, \psi, \omega_z$  и  $Y$  в формировании сигналов  $\delta_x$  управления элеронами БПЛА;  $k_{1y}, k_{2y}, k_{3y}, k_{4y}, k_{5y}$  — коэффициенты участия параметров  $\psi, \omega_z, Z, V_z$  и  $\gamma$  в формировании сигналов  $\delta_y$  управления рулями высоты БПЛА;  $k_{1z}, k_{2z}, k_{3z}, k_{4z}, k_{5z}$  — коэффициенты участия параметров  $\vartheta, \omega_z, Y, V_y$  и  $\gamma$  в формировании сигналов  $\delta_z$  управления направлением движения БПЛА.

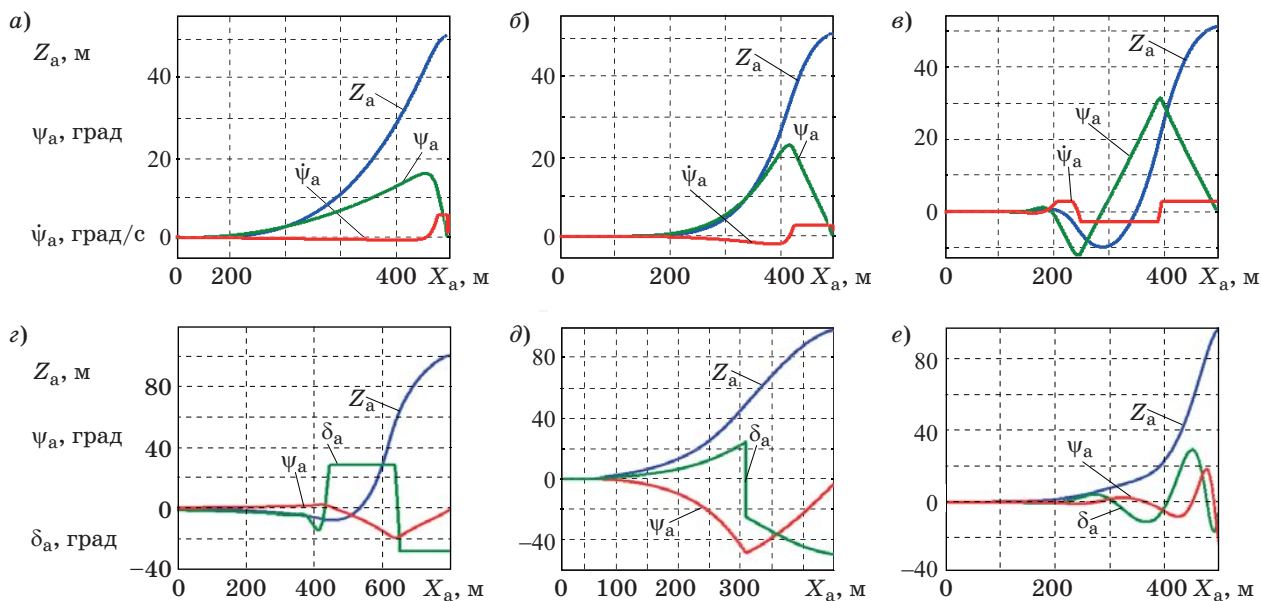
Параметры закона управления (3) выбираются при синтезе системы автопилотирования БПЛА, обеспечивают качественное управление и отработку заданного положения по высоте и направлению полета при определенных ограничениях на величину, скорость и ускорение их отработки, а также обеспечивают парирование ветровых возмущений для удержания БПЛА на заданной траектории.

Для отработки начальных рассогласований и подхода к посадочному устройству с минимальными линейными и угловыми ускорениями на этом участке рекомендуется экспоненциальный закон изменения задающих значений  $Y_3, Z_3, \psi_3, \vartheta_3$  [1]. Возможно использование и других алгоритмов управления или корректирующих сигналов, которые находятся в памяти вычислительной системы АРМ и применяются в соответствии со значениями отклонений параметров БПЛА от расчетных  $\Delta A$  и наблюдаемыми ветровыми возмущениями.

Примеры траекторий сближения БПЛА с посадочным устройством при различных законах управления приведены на рис. 1.

Важно отметить, что рассогласования по величинам  $\Delta Y, \Delta Z, \Delta \psi, \Delta \vartheta$  на порядок и более превосходят допустимые конструкцией посадочного устройства значения, т. е. переходные процессы отработки начальных рассогласований должны затухнуть. Реальный переходный процесс системы управления движением БПЛА во временной области описывается в линейном приближении совокупностью затухающих экспоненциальных и колебательных процессов. Длительность переходного процесса определяется огибающей экспонентой изменения координат с наименьшим затуханием  $\xi$  [1/с].





**Рис. 1.** Траектории сближения БПЛА (с параметрами БПЛА типа «Элерон» [2]) с судном в горизонтальной плоскости. Изменение  $Z_a(X_a)$ , курсового угла  $\psi_a(X_a)$  и его скорости  $\dot{\psi}_a$  при линейном позиционном законе управления и корректирующем воздействии с коэффициентом усиления: а —  $k_y = 3$ ; б —  $k_y = 5$ ; в —  $k_y = 10$ ; а также с нелинейными законами управления для БПЛА типа «Орлан»: з — с ограничением на углы поворота рулей  $\delta_a$ ; д — с однократным релейным реверсом; е — с нелинейным, близким к экспоненциальному по координате  $Z_a(X_a)$

Интегрируя систему (2) с начальными условиями (1), соответствующими параметрам БПЛА и судна, с помощью вычислителя АРМ оцениваются ожидаемые значения параметров движения БПЛА и судна в момент  $t = t_k$ , который определяется из условия  $X_a(t_k) = X_{п.у}(t_k)$  в принятой системе координат. Для «сухой» посадки БПЛА значения остальных параметров движения БПЛА должны быть в пределах, допустимых конструкцией посадочного устройства, т. е.

$$A(t_k) \leq \Delta_k,$$

$$\text{включая } V_a(t_k) - V_{п.у}(t_k) \leq V_{пос} + \Delta_{k v}. \quad (4)$$

Здесь  $\Delta_k$  — вектор допустимых значений линейных и угловых координат, а также посадочной скорости БПЛА для безаварийного сцепления БПЛА с посадочным устройством;  $V_{пос}$  — среднее расчетное значение посадочной скорости БПЛА.

Например, для посадочного устройства [4]  $\Delta_{k y} = \Delta_{k z} = \pm 0,1$  м,  $\Delta_{k \psi} = \Delta_{k \vartheta} = \Delta_{k \gamma} = \pm 5^\circ$ ,  $\Delta_{k v} = \pm 0,25 V_{пос}$ .

Если условия (4) выполняются, то обеспечивается «сухая» посадка БПЛА при отсутствии качки судна.

Решением обратной задачи определяется зона пространства траекторных параметров БПЛА для каждой дистанции, в которой принимается решение о возможности безаварийной посадки. Начальные рассогласования по величинам  $\Delta Y$ ,  $\Delta Z$ ,  $\Delta \psi$ ,  $\Delta \vartheta$  на порядок и более превосходят допустимые конструкцией посадочного устройства

значения  $\Delta_{k y}$ ,  $\Delta_{k z}$ ,  $\Delta_{k \psi}$ ,  $\Delta_{k \vartheta}$ , т. е. переходные процессы отработки начальных рассогласований по всем координатам должны затухнуть.

На видеомониторе АРМ оператор наблюдает за сближением БПЛА с судном. На экран АРМ (кроме текущего положения БПЛА в вертикальной и горизонтальной плоскостях относительно посадочного устройства по результатам наблюдения углового положения телевизионным каналом и дистанции дальномером) выводятся проекции расчетной траектории сближения БПЛА с судном и зона возможных отклонений от нее.

При выходе БПЛА из допустимой зоны, например, в результате резкого порыва ветра, необходимо принять решение о невозможности «сухой» посадки, после чего либо внести изменения в закон программного сближения (или самонаведения), либо поменять скорость и курс судна.

### Анализ движения судна

Качка судов в море в общем случае нерегулярна, изменчива и лишена видимой закономерности. Это послужило основанием для описания волн с помощью вероятностных методов, которые, в отличие от классического подхода гармонических колебаний, описываются соответствующими законами распределения. В связи с этим качка судна, перемещение определенных точек его корпуса описываются энергетическим спектром [5]. Для расчетов качки судов применяются типовые обобщенные спектры [6]. Такое описание

используется для оценки запаса остойчивости или вероятности механического повреждения судна и не пригодно для текущего описания колебаний судна.

Для моделирования динамики судна на волнении в настоящее время применяются различные расчетные методики. Традиционным является использование аналитических моделей, основанных на линейной теории волн и качки. Эти модели позволяют получить простые и удобные на практике расчетные формулы и методики [7]. Однако допущения линейной теории приводят к неточным и не согласующимся с экспериментами результатам, например, при штормовом волнении.

Исключим штормовые условия, полагая, что использование судового БПЛА в таких условиях проблематично, особенно посадка его на кран-балку.

Для описания динамики движения судна используются две декартовы системы координат: 1) неподвижная; 2) подвижная, связанная с судном. Горизонтальная плоскость неподвижной системы совпадает с невозмущенной поверхностью моря. Начало подвижной системы координат находится в центре тяжести судна.

Для системы посадки БПЛА важно знать смещение посадочного устройства в системе координат, принятой ранее для наведения БПЛА, что требует соответствующих преобразований показаний навигационной системы судна, приведенных, например, в работе [8].

Для уравнений движения судна при качке удобно использовать систему обобщенных координат, связанную с исходными системами определенными соотношениями. Эти соотношения, как и сами обобщенные координаты, определяются конкретной численной моделью судна. Принимаем судно жестким, двигающимся с постоянной скоростью и постоянным курсом. В качестве обобщенных координат, определяющих движение судна при качке, приняты угловые и линейные перемещения, а именно:  $\gamma_{кч}$  — бортовая качка (rolling);  $\vartheta_{кч}$  — килевая качка (pitching);  $\psi_{кч}$  — рыскание (yawing);  $x_{кч}$  — горизонтально-продольные колебания (surging);  $z_{кч}$  — горизонтально-поперечные колебания (swaying);  $h_{кч}$  — вертикальная качка (heaving).

Судно как твердое тело имеет шесть степеней свободы, движение в которых описывается уравнениями, подобными (4). Отличие в том, что необходимо учитывать движение присоединенной массы воды и возмущающее воздействие волн.

Посадка БПЛА самолетного типа (конечный участок приведения к посадочному устройству) занимает по времени не более нескольких минут, поэтому принимаем гипотезу регулярной качки и ее линейную модель. Если качка регулярная и процесс установившийся, то колебания в основном соответствуют собственной частоте колеба-

ний судна по каждой из степеней свободы и частоте возмущающего действия волн.

Параметры качки судна, измеряемые навигационной системой судна, содержат следующие составляющие [5–7]:

$$\left\{ \begin{aligned} \gamma_{кч} &= \sum_{j=1}^{n_\gamma} \gamma_{mj} \sin(\omega_{\gamma j} t + \varphi_{\gamma j}) + s_\gamma(t); \\ \vartheta_{кч} &= \sum_{j=1}^{n_\vartheta} \vartheta_{mj} \sin(\omega_{\vartheta j} t + \varphi_{\vartheta j}) + s_\vartheta(t); \\ \psi_{кч} &= \sum_{j=1}^{n_\psi} \psi_{mj} \sin(\omega_{\psi j} t + \varphi_{\psi j}) + s_\psi(t); \\ h_{кч} &= \sum_{j=1}^{n_h} h_{mj} \sin(\omega_{hj} t + \varphi_{hj}) + s_h(t); \\ z_{кч} &= \sum_{j=1}^{n_z} z_{mj} \sin(\omega_{zj} t + \varphi_{zj}) + s_z(t); \\ v_{кч} &= \sum_{j=1}^{n_v} v_{mj} \sin(\omega_{vj} t + \varphi_{vj}) + s_v(t), \end{aligned} \right. \quad (5)$$

где для каждой  $j$ -й гармоники  $\gamma_{mj}$ ,  $\vartheta_{mj}$ ,  $\psi_{mj}$ ,  $h_{mj}$ ,  $z_{mj}$  — амплитуды угловых и линейных колебаний судна;  $v_{mj}$  — амплитуда колебаний скорости движения судна;  $\omega_{\gamma j}$ ,  $\omega_{\vartheta j}$ ,  $\omega_{\psi j}$ ,  $\omega_{hj}$ ,  $\omega_{zj}$ ,  $\omega_{vj}$  — частоты колебаний;  $\varphi_{\gamma j}$ ,  $\varphi_{\vartheta j}$ ,  $\varphi_{\psi j}$ ,  $\varphi_{hj}$ ,  $\varphi_{zj}$ ,  $\varphi_{vj}$  — фазовые углы, соответствующие начальному моменту времени  $t_0$  наблюдения колебаний;  $S_i[s_\gamma(t), s_\vartheta(t), s_\psi(t), s_h(t), s_z(t), s_v(t)]$  — случайные составляющие  $i$ -го параметра качки, обусловленные нестационарностью волнения морской поверхности и погрешностью гармонической аппроксимации качки.

Посадочное устройство (точка прицеливания БПЛА) перемещается относительно своего статического (без качки и хода судна) положения (принятого за ноль системы координат в предыдущем разделе) в горизонтальной  $Z_{кч}(t)$ , вертикальной  $Y_{кч}(t)$  и продольной  $X_{кч}(t)$  плоскостях под действием качки судна. При учете только одной гармонической колебательной составляющей по каждой координате указанные перемещения определяются следующими выражениями:

$$\left\{ \begin{aligned} Z_{кч}(t) &= R_\gamma(\cos\gamma_0 - \cos(\gamma_0 - \gamma(\omega_\gamma t + \varphi_\gamma))) + \\ &+ R_\psi(\cos\psi_0 - \cos(\psi_0 + \psi(\omega_\psi t + \varphi_\psi))) + \\ &+ z_m \sin(\omega_z t + \varphi_z) + s_z(t); \\ Y_{кч}(t) &= R_\vartheta(\sin\vartheta_0 - \sin(\vartheta_0 - \vartheta(\omega_\vartheta t + \varphi_\vartheta))) + \\ &+ R_\vartheta(\sin\vartheta_0 - \sin(\vartheta_0 + \vartheta(\omega_\vartheta t + \varphi_\vartheta))) + \\ &+ h_m \sin(\omega_h t + \varphi_h) + s_y(t); \\ X_{кч}(t) &= R_\psi(\sin\psi_0 - \sin(\psi_0 + \psi(\omega_\psi t + \varphi_\psi))) + \\ &+ \int_0^t \Delta V_m \sin(\omega_v t + \varphi_v) dt + s_x(t), \end{aligned} \right. \quad (6)$$

где  $R_\gamma, R_\vartheta, R_\psi$  — расстояния точки прицеливания до осей колебаний судна, соответствующие радиусам колебаний по углам  $\gamma, \vartheta, \psi$ ;  $\gamma_0, \vartheta_0, \psi_0$  — углы наклона  $R_\gamma, R_\vartheta, R_\psi$  при отсутствии качки;  $h_m, z_m$  — амплитуды гармонических колебаний точки прицеливания посадочного устройства в горизонтальной и вертикальной плоскостях.  $R_\gamma, R_\vartheta, R_\psi, \gamma_0, \vartheta_0, \psi_0$  — постоянные величины, определяемые конструкцией судна, его загрузкой и расположением на нем кран-балки с посадочным устройством.

Принимаем жестким крепление посадочного устройства к кран-балке и крепление кран-балки к судну. В этом случае угловые колебания посадочного устройства соответствуют колебаниям качки судна (5)  $\gamma_{п.у} = \gamma_{кч}, \vartheta_{п.у} = \vartheta_{кч}, \psi_{п.у} = \psi_{кч}$ , а колебания в горизонтальной и вертикальной плоскостях  $Z_{п.у} = Z_{кч}, Y_{п.у} = Y_{кч}$  соответствуют уравнениям (6).

Особенностью (6) является нелинейная зависимость смещения посадочного устройства по осям  $x, y, z$  от угловых колебаний судна.

Если навигационная система судна обеспечивает в текущем времени измерение переменных параметров качки судна [значения амплитуды, частоты и фазы (5) каждой из гармоник], а значения постоянных конструктивных параметров судна  $R_\gamma, R_\vartheta, R_\psi, \gamma_0, \vartheta_0, \psi_0$  известны, то соотношения (6) определяют смещение захватного устройства  $X_{кч}(t), Y_{кч}(t)$  и  $Z_{кч}(t)$  в вертикальной и горизонтальной плоскостях.

В условиях регулярной качки максимальные значения случайных составляющих  $s_i$  малы по сравнению с амплитудами основных гармоник (5). Смещение захватного устройства  $Z_{кч}(t)$  и  $Y_{кч}(t)$  в условиях регулярной качки определяется суммой трех гармонических составляющих, а угловые смещения соответствуют  $\gamma_{кч}, \vartheta_{кч}, \psi_{кч}$ .

Если момент времени  $t_k$ , при котором БПЛА достигнет посадочного устройства, не определен, то условие безаварийной посадки (3) при идеальной траектории сближения примет вид

$$\begin{aligned} \max Y_{кч} &\leq \Delta_{к y}; \max Z_{кч} \leq \Delta_{к z}; \\ \psi_m &\leq \Delta_{к \psi}; \vartheta_m \leq \Delta_{к \vartheta}; \\ \gamma_m &\leq \Delta_{к \gamma}; V_a - V_{п.у} \pm \Delta V_m \leq V_{пос} + \Delta_{к v}. \end{aligned} \quad (7)$$

Условия (7) могут выполняться при малых углах качки (амплитуда до  $\leq 5^\circ$ ) в части угловых смещений и для линейных смещений ( $\max Y_{кч} \geq \Delta_{к y}, \max Z_{кч} \geq \Delta_{к z}$ , соответствующих угловой амплитуде до  $\approx 1^\circ$ ) без учета влияния случайной составляющей.

Статистическая обработка показаний навигационной системы судна позволяет определить параметры качки (5), максимальные или средние значения случайных составляющих  $s_i$ , кото-

рые включают в себя и погрешности измерения, что в свою очередь позволяет заранее определить погрешности прогнозируемых значений  $Y_{кч}(t_k), Z_{кч}(t_k), \psi_{кч}(t_k), \vartheta_{кч}(t_k), \gamma_{кч}(t_k)$ .

При реализации наведения БПЛА в прогнозируемое положение посадочного устройства условие безаварийной «сухой» посадки, в отличие от (4), примет вид

$$\mathbf{A}(t_k) - \mathbf{\Pi}_{кч}(t_k) + \mathbf{S}_{\max} \leq \Delta_k, \quad (8)$$

где  $\mathbf{A}(t_k)$  — вектор основных параметров БПЛА  $X_a, Y_a, Z_a, \psi_a, \vartheta_a, \gamma_a$  при  $t = t_k$ ;  $\mathbf{\Pi}_{кч}(t_k)$  — вектор прогнозируемых параметров положения посадочного устройства  $X_{кч}, Y_{кч}, Z_{кч}, \psi_{кч}, \vartheta_{кч}, \gamma_{кч}$  при  $t = t_k$ ;  $\mathbf{S}_{\max}$  — вектор максимальных значений  $s_x, s_y, s_z, s_\gamma, s_\vartheta, s_\psi, s_\vartheta$  отклонения движения посадочного устройства судна от принятой линейной модели (5) качки или их значений, обеспечивающих допустимую вероятность риска нестыковки БПЛА с посадочным устройством.

Отметим, что в условии (8)  $t_k$  является известной величиной, которая грубо определяется отношением измеряемых одновременно дистанции и скорости сближения БПЛА с судном и уточняется по результатам интегрирования уравнений (2).

### Увеличение точности прогноза положения посадочного устройства

Увеличение точности прогноза положения посадочного устройства достигается при уменьшении амплитуды качки судна. Все технические средства уменьшения качки судна, включая стабилизацию движения судна на курсе [9], положительно влияют на абсолютные значения смещения посадочного устройства.

Увеличение числа гармоник при аппроксимации показаний навигационной системы (5), использование второй и третьей гармоник целесообразно, если позволяет уменьшить значения составляющих вектора  $\mathbf{S}_{\max}$ .

Существует ряд методов прогнозирования параметров качки как случайного процесса [10]. В простейшем случае в ходе наблюдения изменений  $s_i$  определяются среднеквадратические и максимальные отклонения от основной гармоники колебаний, при помощи которых находятся для каждой  $i$ -й координаты посадочного устройства их среднеквадратические отклонения  $\sigma s_i$  и максимальные значения изменения  $\Delta s_i$ , которые используются в неравенствах (8).

Важно отметить, что анализировать параметры качки и отклонение их основных гармоник  $\mathbf{S}_{\max}$  можно до появления БПЛА в точке, где определяются его параметры  $\mathbf{A}(t = 0)$ . Есть время, чтобы иметь достаточную статистику для точной количественной оценки  $w(s_i)$  — плотности



■ Рис. 2. Схема информационного взаимодействия судна и БПЛА при посадке



распределения погрешности прогнозирования каждой  $i$ -й координаты.

При возможности изменения курса движения судна нужно на время посадки БПЛА выбирать курс движения судна относительно волнового фронта, обеспечивающий минимальные значения, в первую очередь,  $S_{\max}$ . На их величину оказывают существенное влияние параметры волн (регулярность, форма, высота, длина, частота, направление и др.), параметры судна (размеры и форма корпуса, весовая нагрузка, собственные частоты качки, скорость, направление движения и др.), маневрирование судна (изменения курса и скорости судна).

На регулярном волнении, при равенстве периода собственных колебаний судна кажущемуся периоду волны, возникает резонанс. На нерегулярном волнении также возможна резонансная качка — при близости периода собственных колебаний кажущемуся периоду (или кратной ему величине) волновой гармонике, соответствующему максимуму волнового спектра. Изменением курса и скорости судна можно изменить кажущийся период волн и тем самым уменьшить амплитуду качки и значения  $S_{\max}$ .

Предварительно рекомендуемый курс можно определить по штормовой диаграмме, имеющейся в руководстве судоводителя каждого судна [7], более точно путем определения не только амплитуд колебаний, но и дисперсий, и максимальных значений случайных составляющих  $S_{\max}$  на различных курсах движения судна.

Найдя закон изменения погрешности  $s_i$ , по результатам измерения параметров качки можно оценить риск  $P_i$  превышения допустимого уровнем (8) значения  $[s_i]$  по каждой координате  $i$ :

$$P_i = 1 - \int_0^{[s_i]} w(s_i) ds_i, \quad (9)$$

где  $w(s_i)$  — плотность распределения значений  $s_i$ ;  $[s_i]$  — допустимое значение  $s_i$ .

После проведения оценки (9) на различных курсах движения судна уточняется направление наиболее благоприятного курса, обеспечившего минимальный риск при сцеплении БПЛА с посадочным устройством судна при качке.

### Функционирование системы совместного управления движением судна и БПЛА

Функционирование совместного управления движением судна и БПЛА при посадке, обмен информацией, хронологическая последовательность принимаемых решений и управляющих сигналов показаны на упрощенной схеме (рис. 2). Судовые функции реализуются при помощи АРМ под контролем оператора. Аппаратура БПЛА че-

рез канал связи непрерывно или через определенные полетным заданием интервалы времени передает на судно информацию мониторинга, траекторные параметры движения и оценку текущего запаса топлива.

Функционирование АРМ, особенности использования судового телевизионного канала и дальномеров для наблюдения процесса сближения рассмотрены в работе [1] и более подробно в работе [2].

Маневр БПЛА для повторного захода на посадку заслуживает отдельного рассмотрения, так как алгоритмы и программы, реализующие маневр, оптимальный по длине пути и расходу топлива на первом этапе возвращения БПЛА, здесь не пригодны, так как отсутствует участок прямой траектории движения [2].

### Заключение

Совместное управление движением судна и БПЛА при посадке помогают оператору принимать решение с известной величиной риска принятия ошибочного решения о реализации «сухой» или «мокрой» посадки на основе анализа внешних условий, динамики движения БПЛА и судна. Точность оценки этого риска зависит от адекватности математической модели реальным параметрам движения БПЛА и точности измерителей параметров внешних условий и параметров качки судна.

В связи с отсутствием опыта эксплуатации БПЛА на судах целесообразно проводить математическое моделирование с максимально адекватной моделью приведения БПЛА к посадочному устройству с воспроизведением:

- воздушных возмущений, вызванных движением судна, и ветровых порывов;
- всех компонентов качки судна, включая случайные составляющие;
- запаздывания сигналов судовой системы управления движением сближения БПЛА с посадочным устройством;
- особенностей бортового координатора БПЛА при автономном приведении его к посадочному устройству.

Организация этих работ ускорит использование БПЛА на судах и кораблях.

Исследования проводятся при поддержке РФФИ, грант № 13-08-00925А.

### Литература

1. Подоплекин Ю. Ф., Шаров С. Н. Ключевые вопросы теории и проектирования систем посадки беспилотных летательных аппаратов на малоразмерные суда // Информационно-управляющие системы. 2013. № 6. С. 14–24.

2. Посадка беспилотных летательных аппаратов на суда: проблемы и решения / А. А. Александров, М. С. Дворяшин, В. В. Морозов, Е. С. Петухова, Ю. Ф. Подоплекин, В. В. Соловьева, С. Г. Толмачев, С. Н. Шаров, И. М. Яцковская; под науч. ред. Г. А. Коржавина. — СПб.: Судостроение, 2014. — 192 с.
3. Боднер В. А. Системы управления летательными аппаратами. — М.: Машиностроение, 1973. — 504 с.
4. Пат. на полезную модель 133094 Российская Федерация, МПК В 64 F1 / 00 (2006.01). Судовая система управления посадкой беспилотного летательного аппарата / С. Н. Шаров, М. С. Дворяшин, В. В. Соловьева. — № 2013114440/11; заявл. 02.04.2013; опубл. 10.10.2013, Бюл. № 28. — 2 с.
5. Бородай И. К., Мореншильдт В. А., Виленский Г. В. Прикладные задачи динамики судов при волнении. — Л.: Судостроение, 1983. — 264 с.
6. Справочник по теории корабля. Т. 2 / под ред. Я. И. Войткунского. — Л.: Судостроение, 1985. — 440 с.
7. Чижумов С. Д. Основы динамики судов на волнении. — Комсомольск-на-Амуре: ГОУВПО «КнАГТУ», 2010. — 110 с.
8. Толмачев С. Г., Шаров С. Н. Прогнозирование положения захватного устройства при посадке БПЛА на движущееся судно в условиях качки: сб. материалов XX Санкт-Петербургской Международ. конф. по интегрированным навигационным системам/ под ред. В. Г. Пешехонова. СПб.: ГНЦ РФ ОАО «Концерн «Электронприбор», 2013. С. 205–208.
9. Клячко Л. М., Тарасов Н. Н., Острецов Г. Э. Управление движением судна с компенсацией возмущений//Морской вестник. 2014. № 3(51). С. 52–56.
10. Андриевский Б. Р., Шаров С. Н. Определение положения посадочного устройства БПЛА в условиях качки//Морской вестник. 2012. № 2(42). С. 75–77.

UDC 623.746.07519

**Ship and UAV Joint Motion Landing Control**Podoplekin Yu. F.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, cri-granit@peterlink.ruSharov S. N.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, cri-granit@peterlink.ru<sup>a</sup>JSC «Concern «Granit-Electron», 3, Gospitalnaia St., 191014, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Introduction:** The key conditions for a damage-free (“dry”) landing of a unmanned aerial vehicle (UAV) on a ship is the playback accuracy of UAV programmed motion, the attitude stabilization accuracy of the ship landing gear, and the forecast accuracy of the landing gear attitude relative to the UAV in the moment of the clutch. The aim of this work is studying the possibility and practicability of joint control over the ship and UAV to provide the best conditions for damage-free landing. **Results:** Algorithms were proposed for the information exchange between the ship and UAV on the base of the analysis of their movement at all stages from launch to landing. The information from the navigational and other airborne instruments sent on the radio to the ship helps to control the return of the UAV, correct its programmed trajectory in a real time, and provide the permissible deviations of its movement parameters at the moment of its clutch with the landing gear. The ship is a solid body with six degrees of freedom. It is analyzed with due regard for the added mass of water and the wave-disturbance effect. Pitch and roll are represented as a confined sum of harmonic oscillations and a random component for each coordinate. The nonlinear shift of the landing gear installed on an outboard davit is also taken into account. On the base of the landing gear oscillation analysis, the landing gear attitude is predicted for the moment of its clutch with the UAV. Preliminary pitch and roll analysis along with the determination of the ship’s head and speed optimums provide the best forecast accuracy. **Conclusion:** The joint motion control of the ship and UAV allows us to provide the most favorable conditions for the landing, helping the operator (with a certain risk of an erroneous decision) to perform a “dry” or “wet” (emergency) landing.

**Keywords** — Unmanned Aerial Vehicle, Ship an UAV Data Management System.**References**

1. Podoplekin Yu. F., Sharov S. N. Key Aspects of Theory and Design of Landing Systems of UFV on Small Vessels. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2013, no. 6, pp. 14–24 (In Russian).
2. Aleksandrov A. A., Dvoryashin M. S., Morozov V. V., Petukhova E. S., Podoplekin Iy. F., Soloviyova V. V., Tolmachev S. G., Sharov S. N., Yatskovskaya I. M. *Posadka bespilotnykh letatel'nykh apparatov na suda: problemy i reshenia* [UAV Landing on Sea Vessels: Problem Definition and Solutions]. Ed. by G. A. Korzhavin. Saint-Petersburg, Sudostroenie Publ., 2014. 192 p. (In Russian).
3. Bodner V. A. *Sistemy upravleniia letatel'nyimi apparatami* [Aerial Vehicle Control Systems]. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1973. 504 p. (In Russian).
4. Sharov S. N., et al. *Sudovoi sistema upravleniia posadkoi BPLA* [UAV Marine Landing System]. Patent RF, no. 133094, 2013.
5. Boroday I. K., Morenschild V. A., Vilenskiy G. V. *Prikladnye zadachi dinamiki sudov pri volnenii* [Ship's Disturbance Dynamics Application]. Leningrad, Sudostroenie Publ., 1983. 264 p. (In Russian).
6. Voytkunskiy Y. I. *Spravochnik po teorii korablia* [Reference Book on Ship Theory]. Vol. 2. Leningrad, Sudostroenie Publ., 1985. 440 p. (In Russian).
7. Chizhiumov S. D. *Osnovy dinamiki sudov na volnenii* [Dynamics Basis in a Seaway]. Komsomol'sk-na-Amure, KnAGTU Publ., 2010. 110 p. (In Russian).
8. Tolmachev S. G., Sharov S. N. Forecast of Gripping Device Attitude for UAV Landing on Vessel under Pitch and Roll Conditions. *20th Saint-Petersburg Intern. Conf. on Integrated Navigation Systems*. Ed. by V. G. Peshekhonov. Saint-Petersburg, Concern Elektropribor Publ., 2013, pp. 205–208 (In Russian).
9. Klyachko A. M., Tarasov N. N., Ostretsov G. E. Motion Control of Ships with Disturbance Compensation. *Morskoi vestnik*, 2014, no. 3(51), pp. 52–56 (In Russian).
10. Sharov S. N., Andrievskiy B. R. Determining the Position of Landing Gear of Unmanned Aerial Vehicle in Condition of Rolling Ship. *Morskoi vestnik*, 2012, no. 2(42), pp. 75–77 (In Russian).

УДК 629.783

## ПОВЫШЕНИЕ ЭФФЕКТИВНОСТИ УПРАВЛЕНИЯ БЕСПИЛОТНОГО ЛЕТАТЕЛЬНОГО АППАРАТА В УСЛОВИЯХ ПОМЕХ

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

**Д. А. Бажин<sup>а</sup>**, канд. техн. наук, начальник научно-исследовательского отдела

**А. Н. Хлобыстов<sup>а</sup>**, начальник научно-исследовательской лаборатории

<sup>а</sup>Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург, РФ

**Постановка проблемы:** основным направлением повышения помехозащищенности спутниковых радионавигационных систем является их резервирование с помощью локальных радионавигационных систем на основе псевдоспутников. Типовыми искусственными помехами для радионавигационных систем являются активные шумовые и доплеровские помехи. Цель работы — исследование возможности применения комбинированного метода пространственно-временной и пространственно-частотной обработки навигационных сигналов для повышения точности позиционирования летательного аппарата. **Методы:** в целях повышения уровня принимаемых от локальной навигационной системы сложных фазокодоманипулированных навигационных сигналов на фоне искусственных помех используются алгоритмы, применяемые в импульсно-доплеровских радиолокационных станциях, которые основаны на использовании различий спектров сигналов от источников, движущихся с различной радиальной скоростью относительно летательного аппарата. **Результаты:** определен возможный вариант построения локальной навигационной системы для управления летательным аппаратом в условиях помех. При этом точность позиционирования не уступает точности привязки при использовании спутниковых радионавигационных систем. Применение адаптивной антенной решетки в бортовом навигационном комплексе позволяет ослабить влияние активной шумовой помехи. Применение адаптивной доплеровской фильтрации и сжатия сложного сигнала позволяет повысить соотношение сигнал/шум на 35–50 дБ. В результате обеспечивается устойчивое сопровождение навигационного сигнала при воздействии активных шумовых помех мощностью до 100 Вт. Вероятность доставки летательного аппарата в заданную область на 10–15 % превосходит существующие благодаря снижению флюктуационных ошибок на 20–30 %.

**Ключевые слова** — локальная радионавигационная система, активные помехи, пространственно-частотная обработка.

### Введение

Для управления летательным аппаратом (ЛА) и его самонаведения на цель в настоящее время применяют пилотажно-навигационные и навигационные комплексы, включающие различные радиотехнические навигационные системы (РНС) для оценки позиционирования.

Наиболее уязвимым местом с точки зрения радиоэлектронного подавления в РНС являются бортовые навигационные приемники (НАП), реализация требований к которым в спутниковых РНС идет в нескольких направлениях.

Интегрирование РНС (спутниковых и наземных) является одним из перспективных направлений развития систем радионавигации. Успешно применяются локальные радиотехнические навигационные системы (ЛРНС), позволяющие обеспечить высокоточную доставку ЛА в пункт назначения в условиях сложной помеховой обстановки, в том числе в условиях активного радиоэлектронного противодействия.

Направлениями повышения помехоустойчивости ЛРНС являются:

- повышение мощности передатчиков псевдоспутников ЛРНС;
- динамическое изменение мощности передатчика в зависимости от внешних условий;

- динамическое изменение кода;
- скачки по частоте;
- управление лучом передатчика с помощью коммутируемых антенн или направленных антенн с механическим сканированием;
- увеличение длины псевдослучайной последовательности.

В целях повышения точности навигационного комплекса на борту ЛА проводится комплексная обработка информации от автономных систем и корректоров инерциальной навигационной системы с использованием фильтра Калмана [1].

Неавтономность и помехозависимость радиотехнических корректоров инерциальной навигационной системы, а именно радиосистем ближней и дальней навигации или спутниковой РНС, влияние геометрического фактора, а также удаление спутниковой РНС от базовой корректирующей станции снижает точность определения координат местоположения ЛА.

Возможное отключение сигналов спутниковой РНС в условиях преднамеренного противодействия или при «затенении» или «срыве» слежения за ними приводит к недостаточно высокой надежности и точности навигационного комплекса при маловысотном полете [1].

Прогресс в создании точных малогабаритных систем автономной коррекции ошибок инерци-

альной навигационной системы, работающих по геофизическим полям, и прогресс в формировании цифровой картографической информации по аэрокосмическим снимкам и топографическим картам при значительном увеличении вычислительной мощности бортовых процессоров определяют задачу увеличения степени автономности или создания полностью автономных комплексов навигационных систем [2–4].

Локальная радиотехническая навигационная система может достаточно легко быть интегрирована в системы глобального позиционирования и вместе с тем с более высокой вероятностью обеспечить требуемую точность наведения ЛА на цель [2, 5]. Результаты расчета выходной мощности передатчика шумовой помехи как функции расстояния от передатчика помехи до НАП показывают, что даже маломощные передатчики шумовых помех в состоянии создать зону подавления спутниковой РНС радиусом свыше 100 км [6].

### Обоснование метода пространственно-частотной обработки навигационных сигналов ЛРНС

Уязвимость со стороны помех приводит к тому, что помимо совершенствования конструкции НАП и методов обработки навигационных сигналов активно рассматриваются вопросы резервирования спутниковой РНС с помощью ЛРНС с повышенной помехозащищенностью [2].

Остается актуальным применение псевдоспутников различного базирования, позволяющих не только увеличить помехозащищенность радионавигационного сигнала, но и обеспечить более высокую точность навигационных определений. На дальностях до 30–50 км целесообразно применять резервную мобильную ЛРНС, состоящую из трех опорных станций (ОС) и использующую для навигации ЛА сложный помехозащищенный сигнал [7]. При этом предлагается:

- 1) размещать ОС в район цели в радиусе 3–5 км (сделать их забрасываемыми);
- 2) производить пространственно-частотную обработку навигационных сигналов путем слежения за временем задержки навигационных сигналов и их доплеровской частотой.

При полете ЛА относительно ОС навигационный сигнал приобретает доплеровский сдвиг частоты. Он зависит от длины волны, углов наблюдения и скорости ЛА [8].

Предлагается организовать в НАП для повышения помехозащищенности навигационных сигналов от ОС адаптивную доплеровскую фильтрацию.

Через полосовые фильтры доплеровской частоты (ФДЧ) проходят сигналы, ограниченные двумя соответствующими линиями положения с постоянной частотой Доплера. Во временной области

организуется селекция сигналов ОС и автосопряжение по дальности (временем задержки).

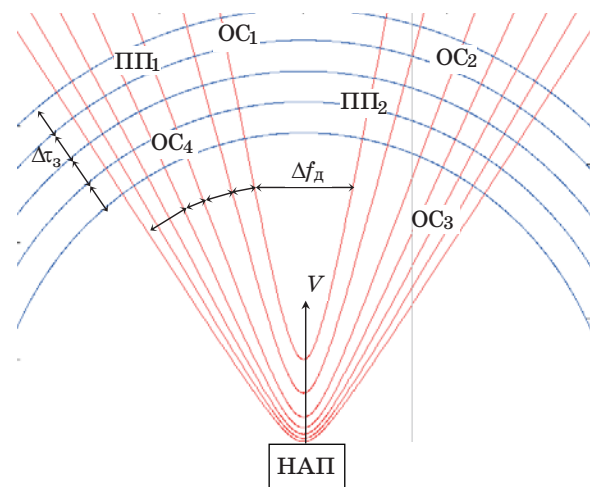
В результате наблюдения в переднебоковой зоне изодопы, полученные с использованием ФДЧ с полосой для рассматриваемых условий 500 Гц, пересекают элементы разрешения по дальности с длительностью 2 мкс (рис. 1).

Результатирующая разрешающая способность при этом по дальности и направлению в режиме поиска и захвата сигналов ОС достигает 500 м. При построении данной поверхности был использован сигнал с  $\lambda = 5$  см, высота носителя — 200 м, скорость движения ЛА — 150 м/с.

При воздействии источников преднамеренных и промышленных помех, которые могут использоваться для прикрытия целей, применение узкополосной фильтрации в области доплеровских частот позволяет подавить широкополосную помеху на 20–40 дБ в зависимости от качества цифрового ФДЧ.

В режиме измерения местоположения ЛА для снижения влияния распределенных за счет многолучевого распространения активных шумовых помех (АШП) слежение осуществляется с элементами разрешения по частоте более узкополосными ФДЧ (в моделируемом случае  $\Delta f_d = 100$  Гц) и во временной области — меньшими элементами разрешения по дальности  $\Delta t_3$  после сжатия радиоимпульса. Это позволяет повысить соотношение сигнал/помеха еще дополнительно на 15 дБ.

При синтезе алгоритма обнаружения навигационного сигнала в рамках модели предполагается известным направление прихода сигнала от ОС в соответствии с алгоритмом функционирования ЛРНС, а значит и доплеровская частота излученного радионавигационного сигнала. При этом алгоритм, синтезированный при априорной ин-



■ Рис. 1. Применение частотно-временной обработки навигационных сигналов НАП ЛА в передне-боковой зоне (ПП — постановщик помех)



формации только о сигналах, будет неоптимальным. В реальных условиях неизвестна корреляционная функция активной помехи, от которой зависит оптимальность алгоритма обнаружения.

В том случае, когда речь идет об обнаружении навигационного сигнала ОС на фоне активных помех, имеется принципиальная возможность оценить неизвестную корреляционную функцию АПП и реализовать адаптивный алгоритм обнаружения.

Этот алгоритм можно построить, заменяя неизвестные параметры помехи в алгоритме, синтезированном для условий полной априорной определенности, на их оценки, сформированные по классифицированной обучающей выборке.

Структура же исходного (неадаптивного) алгоритма и его характеристики помехоустойчивости во многом зависят от выбранной модели навигационного сигнала и корреляционной функции помехи.

При наличии помех от местных предметов для уменьшения просачивания по боковым лепесткам доплеровских фильтров применяют весовую (оконную) обработку входной последовательности. При этом происходит расширение полосы доплеровских фильтров и потери в отношении сигнал/шум.

В работе [8] предложен вариант построения обнаружителя с многоканальным по доплеровской частоте алгоритмом, применяемый в импульсно-доплеровских РЛС.

В этом случае алгоритм обнаружения имеет вид

$$z = \sum_{i=0}^{m-1} \sum_{k=0}^{n-1} \frac{1}{\lambda_{k,i}} \left| \sum_{j=0}^{n-1} \psi_{k,i,j} \cdot x_{j+in} \right|^2 > c, \quad (1)$$

где  $n$  — число импульсов, обрабатываемых когерентно по алгоритму, описанному в работе [3];  $N = mn$  — число обрабатываемых импульсов пачки;  $m$  — число некогерентно суммируемых результатов когерентной обработки;  $\lambda_{k,i}$  — оценка собственных значений корреляционной матрицы межимпульсных флуктуаций помехи;  $\psi_{k,i,j}$  — собственные векторы корреляционной матрицы помехи, выбранные при синтезе алгоритма;  $x_{j+in}$  — отчеты входного сигнала.

При весовой обработке полоса частот каждого канала расширяется в два раза и обработке вместо 16 доплеровских каналов реально доступно только 8 каналов, что дополнительно приводит к ухудшению отношения сигнал/шум на 3 дБ. Однако если не использовать весовую обработку, то при наличии помех будут подавляться все 16 доплеровских каналов [8]. Поэтому для доплеровской обработки навигационных сигналов ЛРНС весовая обработка необходима.

В условиях активного радиоэлектронного противодействия разработанная в настоящее время

теория синтеза оптимальных алгоритмов обработки радиосигналов в общем случае не применима и, как следствие этого, не может предложить меры помехозащиты, гарантирующие заданную помехоустойчивость.

На практике применяются подоптимальные способы защиты от активных помех. Это, например, перестройка несущей частоты зондирующих сигналов, изменение периода повторения импульсов, их длительности и формы и т. д. [9].

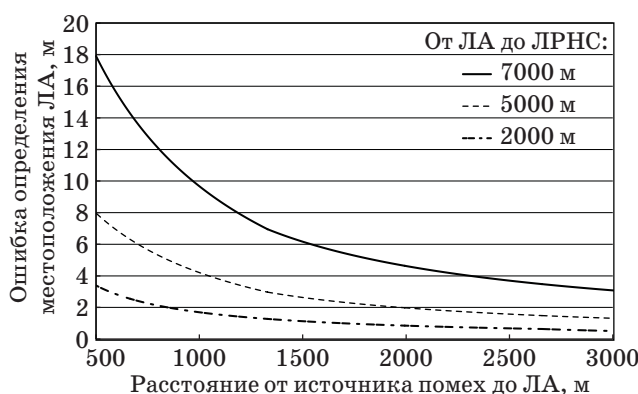
В качестве мер повышения помехозащищенности применяются:

- смена несущей частоты, периода повторения, формы импульсов;
- сложные сигналы;
- когерентная обработка пачки импульсов.

В рассматриваемом варианте применима случайная смена кода фазовой модуляции от импульса к импульсу, при этом оптимальный приемник реализуется в виде согласованного (отсутствует блок компенсации помехи), а его потенциальная помехоустойчивость пропорциональна базе радиоимпульса. Один из вариантов реализации оптимального алгоритма заключается в использовании в качестве кода фазовой модуляции укороченной М-последовательности с периодом, равным или большим произведения базы радиоимпульса на число когерентно накапливаемых импульсов.

Результаты моделирования показывают, что для обеспечения требуемой точности определения местоположения координат ЛА ( $\sigma_{МП} = 15 \div 20$  м) в навигационном поле, созданном ЛРНС, необходимо, чтобы ОС размещались по фронту на расстояниях не менее 1/5 от максимальной дальности функционирования системы (рис. 2).

В рассматриваемом случае дальность должна быть не менее 10 км. Максимальная длина базы будет ограничиваться условиями распространения радиоволны, взаимным расположением аппаратуры потребителя, радионавигацион-

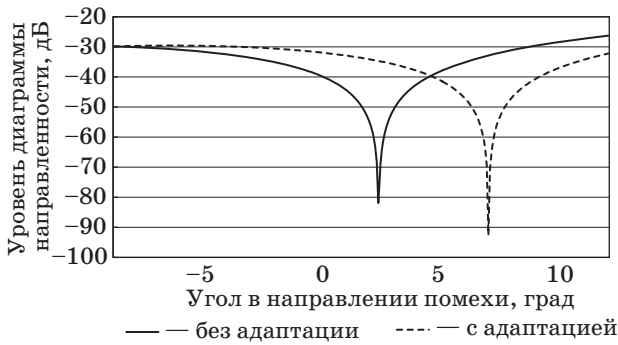


■ Рис. 2. Зависимость точности позиционирования ЛА от геометрического фактора и расстояния от НАП до ПП с мощностью АПП 100 Вт

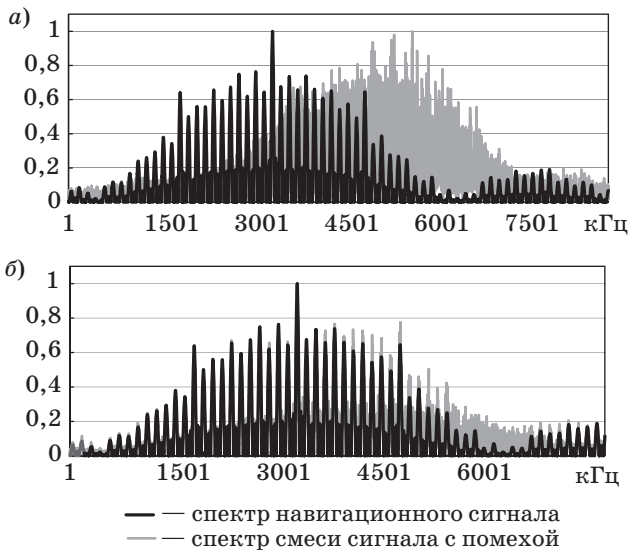
ных точек и источника помех, интенсивностью помех.

Требуемое соотношение сигнал/помеха обеспечивается путем организации в бортовых адаптивных антенных решетках (АР) НАП пространственно-временной обработки. Для трехэлементной эквидистантной АР на рис. 3 показано изменение положения диаграммы направленности после того, как был сформирован ноль диаграммы в направлении помехи. При моделировании предполагалось, что активная помеха поступает по боковому лепестку с угла 7,5° относительно направления основного лепестка. Из рисунка видно, что адаптированная диаграмма направленности АР преобразуется так, что в данном направлении формирует ноль и тем самым ослабляется влияние помехи.

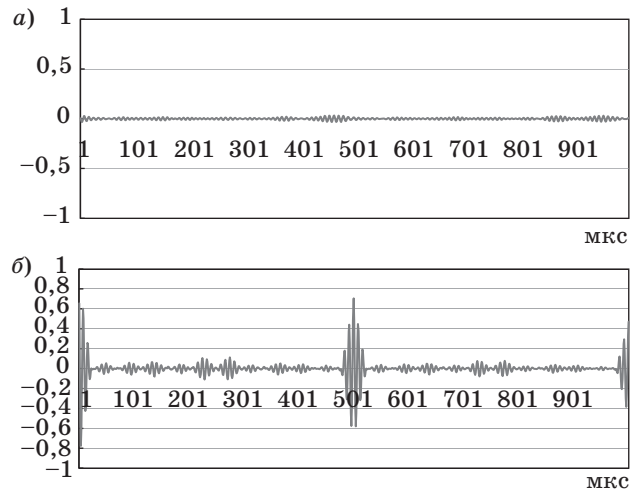
Для подавления навигационных сигналов моделировалась смесь активной шумовой помехи в виде «белого шума» и узкополосной доплеровской помехи, наиболее коррелированной с систе-



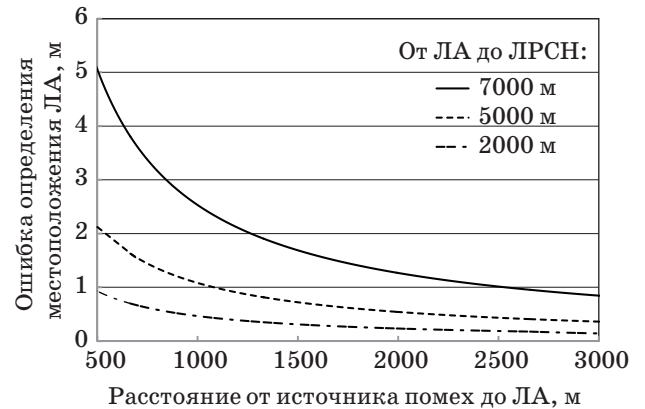
■ Рис. 3. Формирование нуля диаграммы направленности антенны при помощи адаптивной АР



■ Рис. 4. Нормированные спектры навигационного сигнала, смеси сигнала с АПП и доплеровской помехой до (а) и после (б) обработки



■ Рис. 5. Нормированные взаимнокорреляционные функции навигационного сигнала с помехами до (а) и после (б) обработки



■ Рис. 6. Точность позиционирования ЛА при пространственно-временной и пространственно-частотной обработке принимаемых сигналов в условиях воздействия АПП 100 Вт

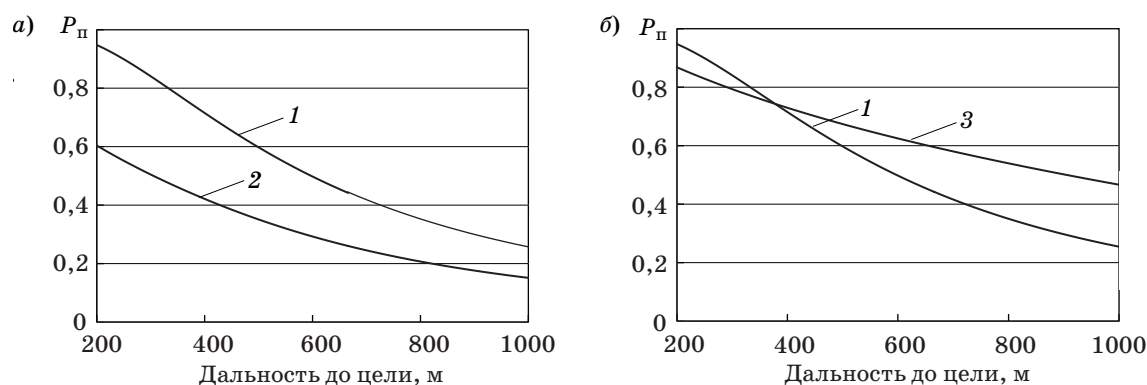
мой слежения ЛРНС за направлением и скоростью (рис. 4, а, б и 5, а, б).

Требуемое соотношение сигнал/помеха на 35 дБ позволяет обеспечить надежное слежение за навигационным сигналом и требуемую точность на удалениях ЛА от ОС до 5 км даже при мощности постановщика АПП 100 Вт (рис. 6).

### Оценка результатов предлагаемых технических решений

Вероятность попадания в зону доставки ЛА при типовых систематических и флуктуационных ошибках в одной плоскости определяется по зависимости

$$P_{пх} = \Phi_0 \left\{ \frac{l_x(\langle \eta \rangle + 1)}{2R_{ц} \sigma_{сум}} \right\} + \Phi_0 \left\{ \frac{l_x(\langle \eta \rangle - 1)}{2R_{ц} \sigma_{сум}} \right\}, \quad (2)$$



■ **Рис. 7.** Вероятность доставки ЛА в заданную область с использованием ЛРНС (а) и доплеровской обработкой в НАП (б): 1 — при отсутствии подавления комплексированной РНС; 2 — с использованием существующей ЛРНС в условиях радиоэлектронного противодействия; 3 — в условиях радиоэлектронного противодействия с использованием многоканальной доплеровской обработки и случайной фазовой манипуляции навигационного сигнала от импульса к импульсу

где  $\Phi_0(\cdot)$  — функция Лапласа;  $l_x$  — линейный размер зоны доставки по оси  $OX$ , соответствующий ширине ее проекции на картинную плоскость;  $R_{ц}$  — дальность до зоны доставки;  $\sigma_{\text{сум}} = (\sigma_d^2 + \sigma_n^2 + \sigma_{ц}^2)^{1/2}$  — суммарное значение среднеквадратической ошибки в рассматриваемой плоскости, зависящее от динамических ошибок управления  $\sigma_d$ , ошибок навигации  $\sigma_n$  и ошибок визирования  $\sigma_{ц}$ .

Полная вероятность попадания ЛА в требуемую зону доставки  $P_{п}$  в предположении о независимости каналов управления будет равна

$$P_{п} = P_{пx} P_{пy}, \quad (3)$$

где  $P_{пy}$  рассчитывается также по формуле (2).

Результаты оценки вероятности попадания в заданную зону доставки для рассматриваемых условий представлены на рис. 7. Из результатов моделирования следует, что в условиях радиоэлектронного противодействия с использованием многоканальной доплеровской обработки и случайной фазовой манипуляции навигационного сигнала от импульса к импульсу вероятность доставки в заданную область повышается на 15 %.

## Заключение

Системы управления ЛА с ЛРНС не уступают по точности системам с корреляционно-экстремальным принципом коррекции инерциальных навигационных систем. В условиях непреднамеренных и преднамеренных помех ЛРНС могут использоваться для доставки беспилотных ЛА с точностью не ниже спутниковых РНС.

Применение пространственно-временной обработки и доплеровской фильтрации навигационных сигналов в НАП ЛРНС позволяет повысить соотношение сигнал/помеха на 35–50 дБ в зависимости от взаимного расположения по-

становщика помех и ЛА и избирательности ФДЧ и обеспечить слежение за навигационным сигналом при мощностях активных шумовых и доплеровских помех в зоне действия ЛРНС до 100 Вт. Дополнительное повышение помехоустойчивости НАП навигационного комплекса обеспечивает «мерцающий» режим работы опорных станций ЛРНС, согласованный по частоте с контуром управления ЛА.

Предлагаемый метод управления ЛА в условиях воздействия преднамеренных помех по вероятности доставки в заданную область на 10–15 % превосходит существующие благодаря снижению флуктуационных составляющих ошибок на 20–30 %.

## Литература

1. Харин Е. Г. Комплексная обработка информации навигационных систем летательных аппаратов/МАИ. — М., 2002. — 260 с.
2. Балов А. В., Болошин С. Б., Геворкян А. Г., Шебшаевич Б. В. Система координатно-временного и навигационно-информационного обеспечения с базированием опорных станций в околоземном воздушном пространстве // Новости навигации. 2009. № 3. С. 17–23.
3. Веремеенко К. К., Головинский А. Н., Инсаров В. В. Управление и наведение беспилотных маневренных летательных аппаратов на основе современных информационных технологий / под ред. М. Н. Красильщикова, Г. Г. Себрякова. — М.: Физматлит, 2013. — 280 с.
4. Анисимов В. Г., Анисимов Е. Г., Капитоненко В. В. Оптимизационно-адаптивный подход к управлению инвестициями в условиях неопределенности. — М.: Российская таможенная академия, 2009. — 173 с.

5. Терехов С. А., Водяных А. А., Кривовяз А. Т. Новые направления развития навигационных технологий и оборудования ГП «Оризон-навигация» // Интегрированные информационные радиоэлектронные системы и технологии: докл. конф., Харьков, 18–21 октября 2011 г. Харьков: ХНУРЭ, 2011. Т. 1. Ч. 2. С. 11–15.
6. Дятлов А. П., Дятлов П. А., Кульбикаян Б. Х. Радиоэлектронная борьба со спутниковыми радионавигационными системами. — М.: Радио и связь, 2004. — 226 с.
7. Филиппов А. А., Охонский А. Г., Хлобыстов А. Н. Сравнительная характеристика систем доставки высокоточных боеприпасов // Вопросы оборонной техники. Сер. 16. Технические средства противодействия терроризму. 2013. Вып. 3–4. С. 35–45.
8. Родионов В. В. Помехоустойчивость РЛС в условиях радиоэлектронного подавления // Радиолокация, навигация, связь: докл. конф., Воронеж, 15–17 апреля 2014 г. Воронеж: НПФ «Саквоее», 2014. Т. 3. С. 1476–1485.
9. Максимов М. В., Бобнев М. П., Кривицкий Б. Х. Защита от радиопомех. — М.: Сов. радио, 1976. — 496 с.

UDC 629.783

## Improving Drone Aircraft Control Efficiency under Interference

Filippov A. A.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, filaleant@yandex.ruBazhin D. A.<sup>a</sup>, PhD, Tech., Head of a Research Division, sprutos@bk.ruKhlobystov A. N.<sup>a</sup>, Head of a Research Laboratory, xlob@mail.ru<sup>a</sup>A. F. Mozhaiskii Military Space Academy, 13, Zhdanovskaia St., 197198, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** The main way to improve the noise immunity of satellite navigation systems is their reservation via local navigation systems based on pseudosatellites. Typical artificial interferences to radio navigation systems are active noise interference and Doppler interference. To improve the aircraft positioning accuracy, a combined method can be used of spatiotemporal and spatial-frequency processing of the navigation signals. **Methods:** The method increases the level of complex phase-code-manipulated signals received from the local navigation system on the background of artificial interference. It applies algorithms used in pulse-Doppler radars. They are based on using differences in the spectra of signals from the sources which are moving with different radial speeds relatively to the aircraft. **Results:** We have identified options for constructing a local navigation system for aircraft control under interference. The accuracy of positioning is not inferior to the accuracy of the binding when using satellite navigation systems. An adaptive antenna array in the onboard navigation complex weakens the influence of the active noise interference. Adaptive Doppler filtering and compression of the complex signal can increase the signal/noise ratio by 35–50 dB. The result is a stable maintenance of the navigation signal when exposed to active noise interference with the capacity up to 100 watts. The probabilities of aircraft delivery in a given area are by 10–15% higher than the current ones due to the reduction of fluctuation errors by 20–30%.

**Keywords** — Local Radio Navigation System, Active Interference, Spatial Frequency.

## References

1. Kharin E. G. *Kompleksnaia obrabotka informatsii navigatsionnykh sistem letatel'nykh apparatov* [Integrated Data Processing Navigation Systems of Aircraft]. Moscow, MAI Publ., 2002. 260 p. (In Russian).
2. Balov A. V., Boloshin S. B., Gevorkian A. G., Shebshaevich B. V. Pseudolite Regional PNT and Information System using Base Stations in Near-Earth Airspace. *Novosti navigatsii*, 2009, no. 3, pp. 17–23 (In Russian).
3. Veremeenko K. K., Golovinskii A. N., Inсарov V. V. *Upravlenie i navedenie bespilotnykh manevrennykh letatel'nykh apparatov na osnove sovremennykh informatsionnykh tekhnologii* [Guidance and Control Maneuverable Drones based on Modern Information Technology]. Moscow, Fizmatlit Publ., 2013. 280 p. (In Russian).
4. Anisimov V. G., Anisimov E. G., Kapitonenko V. V. *Optimizatsionno-adaptivnyi podkhod k upravleniiu investitsiyami v usloviyakh neopredelennosti* [Optimization, Adaptive Management Approach to Investment under Uncertainty]. Moscow, Rossiiskaia tamozhennaia akademiia Publ., 2009. 173 p. (In Russian).
5. Terechov S. A., Vodianikh A. A., Krivoviaz A. T. New Directions for the Development of Navigation Technologies and Equipment SE «Orizon-Navigation». *Doklady konferentsii "Integrirovannye informatsionnye radioelektronnye sistemy i tekhnologii"* [Proc. Int. Conf. "Integrated Information Radio Electronic Systems and Technologies"]. Khar'kov, KhNURE Publ., 2011, pp. 11–15 (In Russian).
6. Diatlov A. P., Diatlov P. A., Kul'bikaian B. Kh. *Radioelektronnaia bor'ba so sputnikovymi radionavigatsionnymi sistemami* [Electronic Warfare against Satellite Navigation System]. Moscow, Radio i sviaz' Publ., 2013. 226 p. (In Russian).
7. Filippov A. A., Okhonskii A. G., Khlobystov A. N. Comparative Characteristics of Onboard Navigation Systems. *Voprosy oboronnoi tekhniki. Seriya 16. Tekhnicheskie sredstva protivodeistviia terrorizmu*, 2013, no. 3, pp. 35–45 (In Russian).
8. Rodionov V. V. Immunity under the Radar Jamming. *Doklady konferentsii "Radiolokatsiia, navigatsiia, sviaz' 2014"* [Conf. rep. "Radar, Navigation, Link"]. Voronezh, NPF "Sakvooe" Publ., 2014, pp. 1476–1485 (In Russian).
9. Maksimov M. V., Bobnev M. P., Krivitskii B. Kh. *Zashchita ot radiopomekh* [Protection against Interference]. Moscow, Sovetskoe radio Publ., 1976. 496 p. (In Russian).



УДК 519.8

## ЭНТРОПИЙНЫЙ КРИТЕРИЙ ПРИНЯТИЯ РЕШЕНИЙ В УСЛОВИЯХ ПОЛНОЙ НЕОПРЕДЕЛЕННОСТИ

**В. Г. Чернов<sup>а</sup>**, доктор экон. наук, профессор

<sup>а</sup>Владимирский государственный университет им. Александра Григорьевича  
и Николая Григорьевича Столетовых, Владимир, РФ

**Постановка проблемы:** выбор наилучшего решения из множества возможных альтернатив всегда происходит в условиях неопределенности. Известные методы решения этой задачи основаны на различных гипотезах о ситуации принятия решений и зачастую дают противоречивые результаты, что не соответствует методологии теории устойчивости, согласно которой только результат обработки данных, инвариантный относительно метода обработки, соответствует реальности. Целью исследования является разработка метода принятия решений в условиях неопределенности, соответствующего методологии теории устойчивости, без использования гипотез о ситуации принятия решений. **Результаты:** сформулирована многокритериальная задача принятия решений в условиях полной неопределенности, когда структурирование альтернатив выполняется на основе нечеткой энтропии. Сущность предложенного метода состоит в том, что оценки критериального соответствия представляются в виде нечетких чисел либо в форме лингвистических утверждений, формализуемых нечеткими множествами. В отличие от известных, предложенный метод не предполагает формирование гипотез о возможных ситуациях принятия решений и соответствует методологии теории устойчивости, так как вычисление нечеткой энтропии различными методами не приводит к противоречивым результатам. Доказана возможность использования нечеткой энтропии как критерия для структурирования альтернатив в условиях полной неопределенности. Разработан алгоритм вычисления нечеткой энтропии, когда оценки критериального соответствия представлены в лингвистической форме. Приведены примеры, в которых в отличие от известных методов применение нечеткой энтропии дает однозначные рекомендации по выбору наилучшего решения. **Практическая значимость:** разработанный метод структурирования альтернативных решений в условиях полной неопределенности на основе нечеткой энтропии позволяет повысить степень обоснованности принимаемых решений за счет обеспечения инвариантности результата относительно метода обработки исходных данных.

**Ключевые слова** — нечеткое множество, функция принадлежности, нечеткая энтропия, альтернативные решения, лингвистические значения, мера возможности, структурирование альтернатив, интегральная оценка, координата центра тяжести.

### Введение

В теории и практике принятия решений в отдельную группу выделяются критерии принятия решений в условиях полной неопределенности, при которой лицо, принимающее решение, сталкивается с ситуацией, когда информация о вероятностях состояний среды (природы) либо полностью отсутствует, либо не может рассматриваться как достоверная. Неопределенность такого вида называют «безнадежной», или «дурной» [1]. Известные методы структурирования альтернатив не дают однозначных решений в условиях полной неопределенности.

Для принятия решений в таких условиях обычно рекомендуется использовать критерии Вальда, Лапласа, Сэвиджа, Гурвица [1]. Необходимо отметить, что в ситуации полной неопределенности теория не дает однозначных и математически строгих рекомендаций по выбору критериев решения. В некоторых источниках можно найти только общие, весьма расплывчатые соображения по отдельным критериям. Условия применения критериев принятия решений следующие:

— критерий *Вальда* — риск не допускается, расчеты ведутся, исходя из наихудшего состояния природы;

— критерий *Лапласа* — предполагается равная вероятность состояний природы, так как нет достоверной информации;

— критерий *Гурвица* — о вероятностях состояний природы ничего не известно, реализуется малое число решений, допускается некоторый риск;

— критерий *Ходжа* — *Лемана* — вероятности состояний природы неизвестны, но возможны некоторые предположения о них, решение теоретически допускает бесконечно много реализаций, допускается риск при малом числе реализаций.

В большинстве источников описания критериев вообще не сопровождаются подобными сведениями. Кроме того, в практике применения указанных критериев нередки случаи, когда они не способны однозначно упорядочить возможные решения, а применение нескольких критериев к анализу одной и той же ситуации нельзя признать корректным, так как условия применения отдельных критериев противоречивы.

Представляется, что основным недостатком указанных выше критериев является противоречие между декларацией о полной неопределенности условий принятия решений и точечными оценками ситуации, над которыми выполняются некоторые формальные операции. Кроме того, вводя ту или иную гипотезу о поведении среды,

мы как бы снимаем неопределенность, однако сама гипотеза — это только предположение, а не знание.

**Нечеткая энтропия как критерий структурирования альтернатив**

Пусть некоторая ситуация принятия решений задана матрицей

$$M = \|m_{i,j}\|, \tag{1}$$

где  $i = \overline{1, I}$  — количество возможных альтернативных решений  $A_i$ ;  $j = \overline{1, J}$  — количество состояний среды  $S_j$ ;  $m_{ij}$  — результат применения решения  $A_i$  при состоянии среды  $S_j$ .

Необходимо отметить, что оценки  $m_{ij}$  имеют экспертный характер и поэтому должны рассматриваться как нечеткие.

Выберем в матрице (1) максимальный элемент

$$m_{\max} = \max(m_{ij}) \tag{2}$$

по всем  $i$  и  $j$ . Мету возможности достижения максимально возможного результата определим как

$$Pos_{ij} = \min(m_{ij}/m_{\max}, 1) = \mu_{ij} \tag{3}$$

или

$$Pos_{ij} = \min\{(m_{\max} - m_{ij})/m_{\max}, 1\} = \bar{\mu}_{ij} \tag{4}$$

Использование максимального элемента матрицы (1) для вычисления меры возможности по соотношениям (3) или (4), а не максимального значения шкалы, в которой оцениваются элементы матрицы (1), можно объяснить следующим образом.

В общем случае, в зависимости от конкретной задачи, матрица (1) может содержать элементы как с положительными, так и с отрицательными значениями. Для дальнейших процедур удобно привести матрицу (1) к положительному виду, при этом новые значения элементов могут выйти за пределы ранее выбранной шкалы. Например, исходная матрица имеет вид, где оценки принадлежат шкале  $[-10, 10]$ :

$$\begin{matrix} & S_1 & S_2 & S_3 \\ A_1 & \left\| \begin{matrix} -3 & 2 & 4 \end{matrix} \right\| \\ A_2 & \left\| \begin{matrix} 5 & 5 & -7 \end{matrix} \right\| \\ A_3 & \left\| \begin{matrix} 3 & 8 & -5 \end{matrix} \right\| \end{matrix}$$

После приведения элементов к положительному виду их значения

$$\begin{matrix} & S_1 & S_2 & S_3 \\ A_1 & \left\| \begin{matrix} 4 & 9 & 11 \end{matrix} \right\| \\ A_2 & \left\| \begin{matrix} 12 & 12 & 0 \end{matrix} \right\| \\ A_3 & \left\| \begin{matrix} 10 & 15 & 2 \end{matrix} \right\| \end{matrix}$$

будут принадлежать к другой шкале, пределы которой придется определять дополнительно. При использовании соотношения (2) независимо от вида исходной матрицы последняя процедура не потребуется.

Значение  $\mu_{ij}$  можно рассматривать как значение функции принадлежности нечеткого множества, определяющего лингвистическое значение «степень отклонения от наилучшего результата». Поскольку преобразования (2) или (3) выполняются над всеми элементами матрицы (1), это не вносит никаких изменений в анализируемую ситуацию, только вместо матрицы (1) будем анализировать матрицу

$$M' = \|\mu_{i,j}\|. \tag{5}$$

Необходимо отметить, что переход от исходной матрицы (1) к матрице (5) не искажает общую логику задачи, так как вид отношения доминирования оценок альтернатив по критериям сохраняется. Матрица (5) может рассматриваться как матрица нечетких значений, характеризующих неопределенность ситуации, поэтому для оценки альтернативных решений может быть использована нечеткая энтропия [2–4], которая определяется либо по классической формуле Шеннона [2]

$$H_i = -\sum_k \mu_{i,k} \log_2 \mu_{i,k}, \tag{6}$$

либо по формуле [3]

$$H_i = \left( \sum_j \mu_{i,j} \cap \bar{\mu}_{i,j} \right) / \left( \sum_j \mu_{i,j} \cup \bar{\mu}_{i,j} \right), \tag{7}$$

где  $\bar{\mu}_{i,j}$  — дополнение  $\mu_{i,j}$ .

Сопоставляя соотношения (3) и (4), нетрудно увидеть, что при  $m_{ij} = m_{\max}$  из (3) следует  $Pos_{ij} = 1$ , а из (4)  $Pos_{ij} = 0$ . Необходимо отметить, что несмотря на различные значения  $Pos_{ij}$ , выбор соотношений (3) или (4) не влияет на конечный результат, поскольку при энтропийном подходе значения  $Pos_{ij} = 1$  и  $Pos_{ij} = 0$  эквивалентны, так как они характеризуют состояние полной определенности.

Важным обстоятельством для использования соотношений (6) и (7) является то, что они не предполагают выполнение каких-либо особых условий применения, как это имеет место для критериев Вальда и др. Кроме того, они имеют совершенно различные и независимые алгоритмы вычисления, что позволяет использовать их одновременно для получения более обоснованного решения. Известно, что энтропия используется как оценка уровня неопределенности, поэтому наилучшее решение должно иметь минимальное значение энтропии. Проверка предлагаемого подхода к выбору решения в условиях полной

неопределенности была проведена для нескольких различных матриц вида (1), выбранных случайным образом из нескольких источников. Для тестирования энтропийного подхода из различных источников было выбрано несколько «неудобных» вариантов принятия решений, на которых ни один из известных критериев не дал убедительного результата:

$$M = \begin{matrix} & S_1 & S_2 & S_3 & S_4 \\ \begin{matrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{matrix} & \left\| \begin{matrix} 7 & 5 & 3 & 10 \\ 5 & 3 & 8 & 4 \\ 5 & 3 & 4 & 2 \\ 8 & 5 & 3 & 10 \end{matrix} \right\| \end{matrix}; \quad (8)$$

$$M = \begin{matrix} & S_1 & S_2 & S_3 & S_4 & S_5 \\ \begin{matrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{matrix} & \left\| \begin{matrix} 5 & 6 & 4 & 6 & 9 \\ 6 & 5 & 3 & 4 & 8 \\ 7 & 6 & 6 & 7 & 5 \\ 6 & 7 & 5 & 4 & 3 \end{matrix} \right\| \end{matrix}; \quad (9)$$

$$M = \begin{matrix} & S_1 & S_2 & S_3 & S_4 & S_5 \\ \begin{matrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{matrix} & \left\| \begin{matrix} 8 & 6 & 5 & 3 & 7 \\ 7 & 3 & 6 & 4 & 5 \\ 6 & 7 & 6 & 2 & 5 \\ 5 & 8 & 3 & 5 & 7 \end{matrix} \right\| \end{matrix}. \quad (10)$$

Матрица (4), значения элементов которой рассчитаны по соотношению (3), для примера (8) имеет вид

$$M' = \begin{matrix} & S_1 & S_2 & S_3 & S_4 \\ \begin{matrix} A_1 \\ A_2 \\ A_3 \\ A_4 \end{matrix} & \left\| \begin{matrix} 0,7 & 0,5 & 0,3 & 1 \\ 0,5 & 0,3 & 0,8 & 0,4 \\ 0,5 & 0,3 & 0,4 & 0,2 \\ 0,8 & 0,5 & 0,3 & 1 \end{matrix} \right\| \end{matrix}.$$

Расчеты для матрицы (8) по критерию Вальда в качестве лучших указали альтернативы  $A_1, A_2, A_4$ , по критерию Лапласа —  $A_4$ , Гурвица (при  $\alpha = 0,4$ ) —  $A_1, A_4$ , Сэвиджа —  $A_3$ .

Значения нечеткой энтропии, рассчитанные по формуле (5), равны: для альтернативы  $A_1$  — 1,38,  $A_2$  — 1,81,  $A_3$  — 2,36,  $A_4$  — 1,28; по формуле (6), соответственно, 0,38, 0,54, 0,54, 0,33. Наилучшей однозначно может быть признана альтернатива  $A_4$ . Надо, конечно, отметить, что на альтернативу  $A_4$  в качестве наилучшей среди прочих есть указания в критериях Вальда, Лапласа и Гурвица. Однако это решение не является однозначным, в то время как энтропийный критерий определенно выбрал альтернативу  $A_4$ .

Для матрицы (9) результаты структурирования по критериям: Вальда —  $A_3 > A_1 > A_2 \approx A_4$ ,

Лапласа —  $A_3 > A_1 > A_2 > A_4$ , Сэвиджа —  $A_1 > A_2 > A_3 > A_4$ , Гурвица ( $\alpha = 0,4$ ) —  $A_1 > A_3 > A_2 > A_4$ ; энтропия Шеннона —  $A_3 > A_4 > A_2 > A_1$ , энтропия Коско —  $A_3 > A_4 > A_2 > A_1$ .

Для матрицы (10) структурирование альтернатив по критериям: Вальда —  $A_1 \approx A_2 \approx A_4 > A_3$ , Лапласа —  $A_1 > A_4 > A_3 > A_2$ , Сэвиджа —  $A_1 > A_3 \approx A_4 > A_2$ , Гурвица ( $\alpha = 0,4$ ) —  $A_1 \approx A_4 > A_2 > A_3$ ; энтропия Шеннона —  $A_1 > A_4 > A_3 > A_2$ , энтропия Коско —  $A_1 > A_4 > A_3 > A_2$ . Эти примеры также указывают на то, что энтропийные критерии, в отличие от известных, дают однозначные и устойчивые решения.

Следует указать на еще одну возможность структурирования альтернатив на основе энтропийного подхода. Известно, что для нечетких множеств не выполняется принцип исключения третьего, т. е.  $\mu_{ij} \cap \bar{\mu}_{ij} \neq \emptyset$ . Ненулевое значение этого пересечения можно рассматривать как оценку неустраненной неопределенности, тогда альтернатива с наименьшим значением этой неопределенности может рассматриваться как лучшая. Очевидно, что и в этой ситуации интегральный уровень неопределенности может быть определен через энтропию, рассчитанную по соотношению (6). Результаты расчетов подтвердили полученную ранжировку альтернатив. Необходимо также отметить, что при расчетах по соотношению (7) можно использовать операции min-пересечения и max-объединения, а также алгебраические пересечение и объединение. При этом характер ранжировки альтернатив не изменяется. Предложенный подход соответствует методологии теории устойчивости, согласно которой результат обработки данных должен быть инвариантным относительно метода обработки.

### Принятие решения на основе оценок неопределенности элементов платежной матрицы

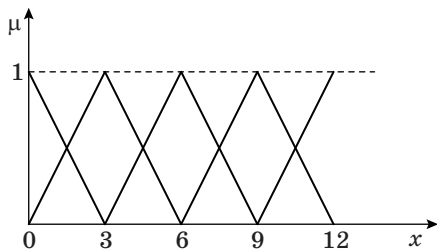
Перейти от операций над элементами платежной матрицы (1) к преобразованиям над оценками их неопределенности можно, используя следующий подход.

На области определения значений платежной матрицы можно построить терм-множество лингвистических значений  $L = \{l_k: k = 1, \dots, K\}$  и соответствующие нечеткие множества  $\mu_{lk}(z)$ ,  $z \in [m_{\min}, m_{\max}]$ , где  $m_{\min}$  и  $m_{\max}$  — предполагаемые минимальное и максимальное значения платежной матрицы (1) (рис. 1). Количество лингвистических значений и вид функций принадлежности, так же как и оценки альтернатив, будут определяться характером задачи и представлениями экспертов, привлекаемых к ее решению. При построении функций принадлежности может использоваться прямой способ [5] с соблюдением

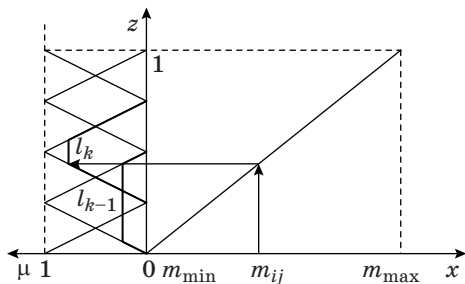
условий, сформулированных в работе [6], либо косвенный, например метод парных сравнений [5]. На рис. 1 представлен возможный вариант набора лингвистических значений и соответствующие функции принадлежности. Треугольный вид функций принадлежности выбран только из соображений простоты графического представления. Набор лингвистических значений, очевидно, может быть и другим. В данном случае он имеет только иллюстративный характер. Необходимо отметить, что вид функций принадлежности повлияет только на числовые значения получаемых оценок, не влияя в то же время на порядок ранжирования альтернатив. Процедура перехода от числовых значений элементов матрицы (1) к лингвистическим представлена на рис. 2. Каждому из элементов матрицы (1) будут поставлены в соответствие два лингвистических значения, которые для общности обозначим  $l_{k-1}, l_k$  с функциями принадлежности  $\mu_{l_k}(m_{ij}), \mu_{l_{k-1}}(m_{ij})$ . Для конкретного значения  $m_{ij}$  имеет место неравенство  $\mu_{l_k}(m_{ij}) > \mu_{l_{k-1}}(m_{ij})$ .

Если интерпретировать значения функций принадлежности как оценку истинности соответствующего лингвистического значения,  $\mu_{l_k}(m_{ij})$  — это оптимистическая оценка истинности,  $\mu_{l_{k-1}}(m_{ij})$  — пессимистическая, кроме того, может быть построена и комбинированная оценка  $l_k \cup l_{k-1}$  с функцией принадлежности

$$\mu_{l_k \cup l_{k-1}}(m_{ij}) = \mu_{l_k}(m_{ij}) \cup \mu_{l_{k-1}}(m_{ij}) = \max(\mu_{l_k}(m_{ij}), \mu_{l_{k-1}}(m_{ij})). \quad (11)$$



■ Рис. 1. Функции принадлежности



■ Рис. 2. Переход от числовых оценок к лингвистическим

Любое из указанных значений может быть использовано в качестве элементов матрицы (5). Однако при переходе к лингвистическим значениям в соответствии с рис. 1, 2 возможна ситуация, когда нескольким совершенно различным значениям  $m_{ij}$  будут соответствовать различные лингвистические значения, но с одинаковыми значениями соответствующих функций принадлежности

$$\begin{matrix} & S_1 & S_2 & S_3 & S_4 \\ A_1 & \parallel 0,66 & 0,66 & 1 & 0,66 \\ A_2 & \parallel 0,66 & 1 & 0,66 & 0,66 \\ A_3 & \parallel 0,66 & 1 & 0,66 & 0,66 \\ A_4 & \parallel 0,66 & 0,66 & 1 & 0,66 \end{matrix}, \quad (12)$$

что может сделать невозможным принятие решения.

Если используются оптимистические или пессимистические оценки, то для ситуаций, аналогичных представленной матрицей (12), можно поступить следующим образом. Вычислив интегральные оценки

$$r_k(i, j) = \mu_{l_k}(m_{ij}) \times m_{ij}$$

или

$$r_{k-1}(i, j) = \mu_{l_{k-1}}(m_{ij}) \times m_{ij} \quad (13)$$

для всех  $m_{ij}$  и их нормированные значения

$$r_k^H(i) = r_k(i, j) / \max_{i,j} r_k(i, j)$$

или

$$r_{k-1}^H(i) = r_{k-1}(i, j) / \max_{i,j} r_{k-1}(i, j) \quad (14)$$

для всех  $i$  и  $j$ , построим матрицы

$$\mathbf{R}_k^H = \parallel r_k^H(i, j) \parallel \text{ или } \mathbf{R}_{k-1}^H = \parallel r_{k-1}^H(i, j) \parallel, \quad (15)$$

которые для матрицы (12) будут соответственно равны

$$\begin{matrix} & S_1 & S_2 & S_3 & S_4 \\ A_1 & \parallel 0,7 & 0,62 & 0,45 & 1 \\ A_2 & \parallel 0,62 & 0,45 & 0,8 & 0,4 \\ A_3 & \parallel 0,69 & 0,45 & 0,4 & 0,2 \\ A_4 & \parallel 0,8 & 0,25 & 0,45 & 1 \end{matrix};$$

$$\begin{matrix} & S_1 & S_2 & S_3 & S_4 \\ A_1 & \parallel 0,7 & 0,5 & 0,45 & 1 \\ A_2 & \parallel 0,5 & 0,45 & 0,8 & 0,4 \\ A_3 & \parallel 0,5 & 0,45 & 0,4 & 0,2 \\ A_4 & \parallel 0,8 & 0,5 & 0,45 & 1 \end{matrix}.$$

В рассматриваемом случае при переходе к лингвистическим оценкам они получаются в виде



нечетких множеств с трапецидальными функциями принадлежности. Тогда при вычислениях по соотношению (11) оценок  $r_k(i, j)$   $r_{k-1}(i, j)$  вместо значений  $m_{ij}$  можно использовать оценку Чью — Парка [7]

$$C_p(i, j) = (a_1(i, j) + a_2(i, j) + a_3(i, j) + a_4(i, j))/4 + w(a_2(i, j) + a_3(i, j))/2,$$

где  $a_1(i, j)$ ,  $a_4(i, j)$ ,  $a_2(i, j)$ ,  $a_3(i, j)$  — координаты нижнего и верхнего оснований трапецидальной функции принадлежности; при симметричной трапецидальной функции принадлежности, что имеет место в нашем случае, параметр  $w$  можно принять равным единице [6].

Если используется комбинация лингвистических значений, то для интегральной оценки необходимо найти обобщенную характеристику комбинации лингвистических оценок, представленной соответствующим нечетким множеством (11). Известно, что обобщенной характеристикой системы материальных точек является координата центра тяжести [8]. Функцию принадлежности нечеткого множества (11) можно рассматривать как систему материальных точек, массы которых равны значениям функции принадлежности. Тогда интегральная оценка вида (13) при использовании комбинации лингвистических значений (11) может быть вычислена как

$$r_{l_k \cup l_{k-1}}(i, j) = \mu_{l_k \cup l_{k-1}}(CG_{l_k \cup l_{k-1}}) CG_{l_k \cup l_{k-1}},$$

где

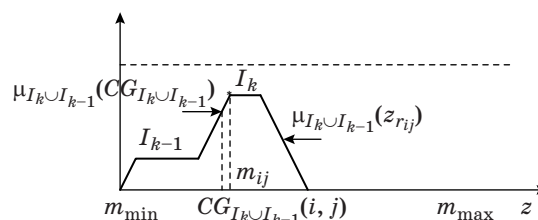
$$CG_{l_k \cup l_{k-1}}(i, j) = \left( \sum_{n_{ij}} \mu_{l_k \cup l_{k-1}}(z_{n_{ij}}) z_{n_{ij}} \right) / \left( \sum_{n_{ij}} \mu_{l_k \cup l_{k-1}}(z_{n_{ij}}) \right)$$

— координата центра тяжести комбинации лингвистических оценок;  $z_{n_{ij}} \in [m_{\min}, m_{\max}]$ ; индексы  $i$  и  $j$  указывают, что вычисления выполняются для значения  $m_{ij}$  (рис. 3).

Нормируя значения  $r_{l_k \cup l_{k-1}}(i, j)$ , формируем матрицу

$$R_{l_k \cup l_{k-1}}^H = \left\| r_{l_k \cup l_{k-1}}^H(i, j) \right\|,$$

где  $r_{l_k \cup l_{k-1}}^H(i, j) = r_{l_k \cup l_{k-1}}(i, j) / \max_{i, j} r_{l_k \cup l_{k-1}}$ , которая



■ Рис. 3. Расчет интегральной оценки при комбинации лингвистических значений

для примера, представленного матрицей (8), будет иметь вид

$$\begin{matrix} & S_1 & S_2 & S_3 & S_4 \\ A_1 & 0,73 & 0,5 & 0,49 & 1 \\ A_2 & 0,5 & 0,49 & 0,82 & 0,45 \\ A_3 & 0,5 & 0,49 & 0,45 & 0,31 \\ A_4 & 0,82 & 0,5 & 0,49 & 1 \end{matrix}$$

Значения  $r_{l_k \cup l_{k-1}}^H(i, j)$  можно рассматривать как интегральную оценку неопределенности достижения оценками альтернатив при различных состояниях природы максимального предполагаемого значения. Для выбора наилучшей альтернативы, которой должен соответствовать минимальный уровень интегральной неопределенности, можно воспользоваться любым из соотношений (6) или (7) либо обоими одновременно.

В столбцах 2, 4 таблицы приведены результаты расчетов, соответствующие пессимистической оценке ситуации, в 3, 5 — оптимистической, в столбцах 6, 7 результаты соответствуют комбинации лингвистических оценок. Следует отметить важное обстоятельство: в таблице сведены результаты тестирования энтропийных критериев при переходе от числовых оценок, представленных в матрице (8), к лингвистическим. При этом структурирование альтернатив  $A_4 > A_1 > A_2 > A_3$  полностью совпадает с тем, которое было получено при использовании только числовых оценок из матрицы (8).

Еще одно обстоятельство заключается в следующем. Матрица (1) может содержать оценки как положительных результатов от выбора решения, так и негативных, что надо учитывать при записи окончательной ранжировки. Так, для положи-

■ Результаты тестирования энтропийного критерия

Альтернатива	$H(l_{k-1})$ (6)	$H(l_k)$ (6)	$H(l_{k-1})$ (7)	$H(l_k)$ (7)	$H(l_k \cup l_{k-1})$ (6)	$H(l_k \cup l_{k-1})$ (7)
1	2	3	4	5	6	7
$A_1$	1,378603	1,302398	0,454545	0,391304	1,326616	1,326616
$A_2$	1,804715	1,72851	0,632653	0,553398	1,950958	1,950958
$A_3$	2,011558	1,883199	0,632653	0,558974	2,043265	2,043265
$A_4$	1,275944	1,275944	0,315789	0,290323	1,237417	1,237417

тельных результатов будет получена ранжировка  $A_4 > A_1 > A_2 > A_3$ , для негативных —  $A_3 > A_2 > A_1 > A_4$ .

## Заключение

Предложенный энтропийный подход к выбору решения в условиях полной неопределенности не требует выполнения дополнительных условий, ха-

рактерных для известных критериев. Применение энтропийного подхода обеспечивает полное соответствие методологии теории устойчивости, согласно которой результат обработки данных, инвариантный относительно метода обработки, соответствует реальности, в то время как при использовании известных критериев результат обработки зависит от метода обработки и отражает субъективизм исследователя, а не объективные соотношения.

## Литература

1. Дубров А. М., Лагоша Б. А., Хрусталеv Е. Ю., Барановская Т. П. Моделирование рисковvх ситуаций в экономике и бизнесе. — М.: Финансы и статистика, 2001. — 224 с.
2. Deshmukh K. C., Khot P. G. Generalized Measures of Fuzzy Entropy and their Properties // World Academy of Science, Engineering & Technology. 2011. Iss. 56. P. 93–106.
3. Kosko B. Neural Networks and Fuzzy Systems. — Englewood Cliffs, NJ: Prentice-Hall, 1992. — 449 p.
4. Манасян Н. С., Чернов В. Г. Нечеткая энтропия как критерий отбора инновационных проектов // Со-временные наукоемкие технологии. Региональное приложение. 2013. № 1(33). С. 49–53.
5. Борисов А. Н., Крумберг О. А., Федоров И. П. Принятие решений на основе нечетких моделей: Примеры использования. — Рига: Зинатне, 1990. — 184 с.
6. Мальшев Н. Г., Берштейн Л. С., Боженюк А. В. Нечеткие модели для экспертных систем в САПР. — М.: Энергоатомиздат, 1991. — 136 с.
7. Chui Y. C., Chan S. P. Fuzzy Cash Flow Analysis Using Present Worth Criterion // Engineering Economist. 1994. N 39. P. 113–138.
8. Diday E., Lemaire L., Pouget J., Testu F. Analyse Discriminante sur Variables Qualitatives. — Paris: Politechnica, 1994. — 270 p.

UDC 519.8

## Entropic Criterion for Decision Making under Total Uncertainty

Chernov V. G.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Econ., Professor, Vladimir.chernov44@mail.ru

<sup>a</sup>Vladimir State University named after Alexander and Nicholay Stoletovs, 87, Gorky St., 600000, Vladimir, Russian Federation

**Purpose:** Choosing the best solution from many possible alternatives always occurs under uncertainty. The available methods of solving this problem are based on various hypotheses about decision-making, often giving contradictory results. This does not conform with the methodology of stability theory according to which only a methodically invariant result of data processing agrees with the reality. The aim of this work is developing a decision-making method which would work under uncertainty, without using hypotheses about the decision-making situation and in accordance with the stability theory methodology. **Results:** A multi-criterial decision-making problem has been formulated for the case of total uncertainty, when the alternatives are structured on the base of fuzzy entropy. The essence of the method is that the criteria compliance evaluations are represented as fuzzy numbers or as linguistic statements formalized by fuzzy sets. This method, unlike others, does not need hypotheses about possible decision-making situations and fits the stability theory methodology, as fuzzy entropy calculation by different methods does not lead to contradictory results. The use of fuzzy entropy as a criterion for structuring alternatives under total uncertainty has been demonstrated. A fuzzy entropy calculation algorithm has been developed, with the criteria compliance evaluations presented in linguistic form. Examples are given in which, unlike the other available methods, the use of fuzzy entropy gives unambiguous guidelines for the best decision-making. **Practical relevance:** The proposed method of structuring alternative solutions under total uncertainty on the base of fuzzy entropy can increase the validity of the decisions you make by providing the result invariance in regard to the original data processing method.

**Keywords** — Fuzzy Set, Membership Function, Fuzzy Entropy, Alternative Solutions, Linguistic Meaning, Measure Opportunities Alternatives, Structuring, Integrated Value, Coordinate of the Center of Gravity.

## References

1. Dubrov A. M., Lagosha B. A., Khrustalev E. Iu., Baranovskaya T. P. *Modelirovaniye riskovykh situatsii v ekonomike i biznese* [Modeling Risk Situations in Economics and Business]. Moscow, Finansy i statistika Publ., 2001. 224 p. (In Russian).
2. Deshmukh K. C., Khot P. G. Generalized Measures of Fuzzy Entropy and their Properties. *World Academy of Science, Engineering & Technology*, 2011, iss. 56, pp. 93–106.
3. Kosko B. *Neural Networks and Fuzzy Systems*. Prentice-Hall, Englewood Cliffs, NJ, 1992. 449 p.
4. Manasyan N. S., Chernov V. G. Fuzzy Entropy as Innovation Projects' Selection Criterion. *Sovremennyye naukoemkie tekhnologii. Regional'noe prilozhenie*, 2013, no. 1(33), pp. 49–53 (In Russian).
5. Borisov A. N., Krumberg O. A., Fedorov I. P. *Priniatie reshenii na osnove nechetskikh modelei: Primery ispol'zovaniya* [Decision Making Based on Fuzzy Models: Examples]. Riga, Zinatne Publ., 1990. 184 p. (In Russian).
6. Malyshev N. G., Bershtein L. S., Bozheniuk A. V. *Nechetkie modeli dlia ekspertnykh sistem v SAPR* [Fuzzy Models for Expert Systems in CAD]. Moscow, Energoatomizdat Publ., 1991. 136 p. (In Russian).
7. Chui Y. C., Chan S. P. Fuzzy Cash Flow Analysis Using Present Worth Criterion. *Engineering Economist*, 1994, no. 39, pp. 113–138.
8. Diday E., Lemaire L., Pouget J., Testu F. *Analyse Discriminante sur Variables Qualitatives*. Paris, Politechnica, 1994. 270 p. (In French).

УДК 621.391

## ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНАЯ СИСТЕМА ОЦЕНКИ КАЧЕСТВА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИОННЫХ УСЛУГ

**Р. Р. Рзаев<sup>а</sup>**, доктор техн. наук, профессор

**А. И. Гоюшов<sup>а</sup>**, аспирант

<sup>а</sup>Институт систем управления Национальной академии наук Азербайджана, Баку, Азербайджанская Республика

**Постановка проблемы:** на современном этапе развития телекоммуникационных сетей связи наиболее остро стоит задача повышения качества услуг связи, которая постоянно обновляется по мере увеличения скорости передачи данных, повышения степени мобильности пользователей, расширения ассортимента предоставляемых услуг, улучшения степени использования радиочастотного спектра и степени интеллектуализации сетевого оборудования и абонентских гаджетов. При этом совершенствование телекоммуникационных сетей связи происходит на стыке противоречий между постоянно растущим потребительским спросом на абонентские услуги и ограниченным числом частот, что является вполне объективным. В свою очередь это обуславливает существенное расширение спектра предоставляемых операторами связи услуг, увеличение потребительских требований к их качеству и, как следствие, совершенствование применяемых технологий управления. Целью работы является создание интеллектуальной системы оценки качества телекоммуникационных услуг на базе нечеткой системы вывода, реализованной в нейросетевом логическом базисе.

**Результаты:** разработана нечеткая логическая система оценки качества телекоммуникационных услуг в нейросетевом логическом базисе, которая благодаря своим способностям к структурному и параметрическому обучению способна в будущем контролировать работу сети связи через субъективную консолидированную удовлетворенность клиентов уровнем предоставляемых им телекоммуникационных услуг. Структура предлагаемой системы формируется на основе доступных обучающих примеров посредством технологии нейронного обучения применительно к адаптации нечетких логических (импликативных) правил и к нахождению оптимальных входных и выходных функций принадлежности. **Практическая значимость:** разработанная система оценки качества телекоммуникационных услуг связи способна адаптироваться к новым запросам по качеству своих пользователей и, соответственно, оперативно корректировать параметры производительности сети. Данная особенность системы позволяет ей относительно быстро диверсифицировать свои функции и на другие виды услуг телекоммуникационной сети связи.

**Ключевые слова** — IP-телефония, качество связи, нечеткое множество, нейронная сеть, нечеткая импликация.

### Введение

Нейронные сети и нечеткие логические системы являются универсальными методами моделирования причинно-следственных связей. Как правило, их объединение дает возможность создавать принципиально качественно новые аппаратные и программные средства, которые позволяют существенно расширить классы решаемых задач управления и принятия решений в условиях неопределенности, неточности и шума, которыми характеризуется естественная среда. Хотя нейронные сети и нечеткие логические системы имеют формальное сходство, однако между ними существуют значительные различия. По своей природе нечеткая логическая система (НЛС) является структурированным численно оценивающим механизмом, построенным в виде нечетких импликативных правил вида «Если..., тогда...». Для представления композиционного правила вывода взвешивается выход каждого правила в соответствии со степенью принадлежности его входов и по всем выходам правил вычисляется центроид, обеспечивающий генерацию подходящего выхода НЛС.

Чаще всего проектирование НЛС проводится методами подбора (*trial-and-error design*) [1, 2]. При этом большинство подходов подразумевает

субъективный выбор функций принадлежности и лингвистических правил на базе эвристических знаний в области изучения человекооперационных систем или существующих контроллеров с последующим тестированием проектируемой НЛС на предмет генерации подходящего выхода. В противном случае функции принадлежности и (или) логические правила подлежат настройке.

Исследования в этом направлении предусматривали процедуру самообучения НЛС, которая включает:

— модификацию правил, основанную на концепции «*linguistic phase plane*» [3];

— метод «логического испытания» (“*logic examination*”) для процесса конвертации входных-выходных данных в нечеткие правила управления, основанный на концепции «нечеткой идентификации» [4].

Существенное развитие технологии оптимизации НЛС нашло свое отражение еще в работах [5, 6]. Однако до сих пор ведутся вполне успешные активные исследования в области проектирования НЛС.

В настоящее время ввиду того, что внутреннее (или скрытые) слои нейронных сетей остаются в определенном смысле «непрозрачными» для пользователей, большинство исследований

концентрируются вокруг формирования оптимальных структур и размеров сетей. Тем не менее свое широкое применение нейронные сети нашли начиная с середины 80-х годов XX века, когда американский математик Д. Румелхарт предложил алгоритм обучения *error back-propagation* [7]. Именно с этих пор нейронные сети, привнося свои способности к обучению в теорию автоматического управления, стали объектом активных исследований проектировщиков НЛС [8, 9].

В предлагаемой статье рассматривается способ реализации нечеткой логической системы оценки качества (НЛСОК) телекоммуникационных услуг (ТУ) на базе обобщенной нейросетевой модели. Данная модель, представленная в виде *feedforward* многослойной нейронной сети, поддерживает идеологию нечеткого логического управления в нейросетевом логическом базисе. При этом НЛСОК формируется в автоматическом режиме посредством обучения и тестирования на основе наборов обучающих входных-выходных данных.

В нейросетевой модели входные и выходные нейроны представляют входные состояния и выходные управляющие сигналы/оценки соответственно, а нейроны из «скрытых» слоев олицетворяют функции принадлежности и нечеткие импликативные правила. Все это позволяет симулировать способы человеческих рассуждений в рамках нейросетевой структуры, а также хранить согласованные правила механизма вывода, как и в случае традиционной системы логического вывода. Более того, предлагаемая архитектура НЛСОК в рамках оптимизации одной единственной целевой функции позволяет достаточно просто формулировать как параметрическое обучение (т. е. обучение функций принадлежности), так и структурное обучение (выбор оптимального набора нечетких импликативных правил). Такой подход обеспечивает оригинальное решение зада-

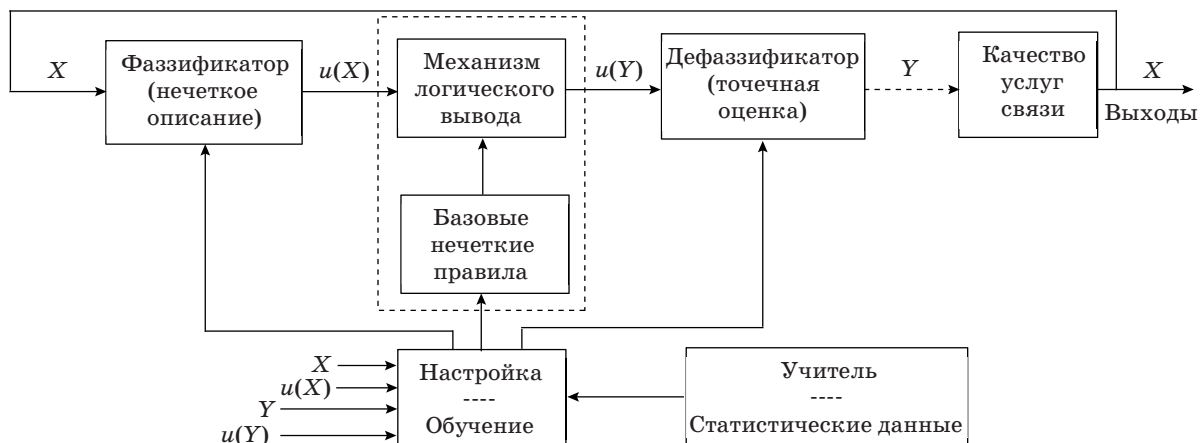
чи многокритериальной оптимизации при проектировании НЛСОК.

Традиционная (обобщенная) модель системы нечеткого логического управления и принятия решений [10] была реализована на базе нейронной сети с *feedforward* многослойной топологической структурой. Необходимо адаптировать структуру и функции этой системы под решение задачи оценки качества услуг телекоммуникационной сети связи, т. е., используя этот подход, создать систему НЛСОК, которая была бы способна контролировать работу сети связи через субъективную консолидированную удовлетворенность клиентов уровнем предоставляемых им ТУ.

### Реализация НЛСОК в нейросетевом логическом базисе

В контексте данных рассуждений представим обобщенную схему НЛСОК так, как это показано на рис. 1 [11]. Данная схема вбирает в себя три основных компонента: фаззификатор; базовые нечеткие правила и механизм нечеткого вывода; дефаззификатор.

Фаззификатор осуществляет процедуру фаззификации посредством заранее установленных функций принадлежности, описывающих входные данные в виде нечетких множеств как значений (термов) входных лингвистических переменных. Базовые правила представляют собой нечеткие импликативные правила вида «Если..., тогда...», которые на начальном этапе описывают экспертные (эвристические) знания в предметной области оценки качества ТУ. Механизм нечеткого вывода, реализуя композицию данных правил, индуцирует нечеткий вывод о качестве предоставляемых сетью ТУ, чтобы выработать адекватное управленческое решение. Дефаззификатор осуществляет процедуру дефаззификации не-



■ Рис. 1. Концептуальная структура НЛСОК



четких выходов, т. е. представление нечетких выводов о качестве предоставляемых сетью ТУ в виде обычных чисел посредством, например, центроидного метода. При этом основной проблемой проектирования НЛСОК является установление подходящих входных-выходных функций принадлежности и нечетких логических правил.

Основанная на базовой структуре и концепции НЛС, НЛСОК в нейросетевом логическом базисе с коннекционной топологической структурой и способностью к обучению призвана устранить данную проблему. На рис. 2 представлена структура такой системы, которая состоит из пяти слоев.

Нейроны 1-го (входного) слоя представляют собой входные лингвистические переменные, поэтому их можно интерпретировать как рецепторы. 5-й слой является выходным, поэтому все его нейроны по сути выполняют роль эффекторов. Нейроны 2-го и 4-го слоев активируются как функции принадлежности (треугольные, трапециевидные, гауссовские, колоколообразные и т. д.), чтобы представлять термы (значения) соответствующих лингвистических переменных. Каждый нейрон 3-го слоя имитирует одно нечеткое логическое правило, а совокупность таких нейронов в составе данного слоя формирует базовый набор нечетких логических правил. Связи между 3-м и 4-м слоями в совокупности функционируют как коннекционный (ассоциативный)

механизм вывода. Входные связи 3-го слоя определяют причины (предусловия) для нечетких логических правил, а входные связи 4-го слоя определяют следствия, т. е. в совокупности они формируют причинно-следственные связи в рамках механизма нечеткого вывода. При этом каждый нейрон-правило имеет самое большое одну входную связь, исходящую с некоторого нейрона — терма входной лингвистической переменной.

В общем виде вход для каждого нейрона данной коннекционной нейронной сети сформулируем как

$$\text{Input} = f(u_1^k, u_2^k, \dots, u_p^k; w_1^k, w_2^k, \dots, w_p^k),$$

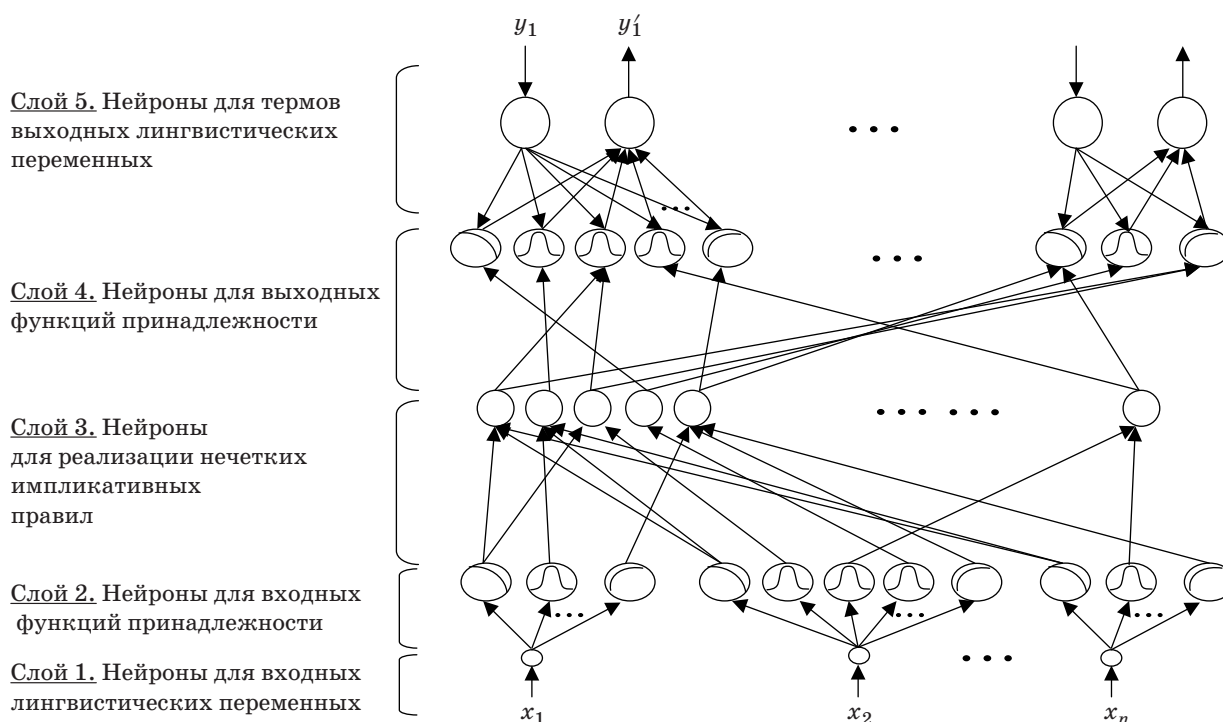
где  $k$  — номер слоя;  $p$  — номер входной связи;  $u_i^k (i = \overline{1, p})$  —  $i$ -й сигнал из  $k$ -го слоя;  $w_i^k (i = \overline{1, p})$  — вес  $i$ -й связи из  $k$ -го слоя. В рамках принятых обозначений выходы нейронов в результате их активаций обозначим как

$$\text{Output} = o_i^k = a(f) (i = \overline{1, p}),$$

где  $a(\cdot)$  является функцией активации. В частности, полагая  $f = \sum_{i=1}^p w_i^k u_i^k$ , в качестве функции

активации можно выбрать сигмоидную функцию вида

$$a = \frac{1}{1 + e^{-f}}.$$



■ Рис. 2. НЛСОК в нотации *feedforward* пятислойной нейронной сети

Данная функция дифференцируема на всей оси абсцисс, что широко используется во многих алгоритмах градиентного обучения. Кроме того, сигмоидная функция способна усиливать слабые сигналы лучше, чем сильные, и предотвращает насыщение от сильных сигналов, так как они соответствуют областям аргументов, где данная функция имеет пологий наклон.

**Симуляция НЛСОК в нотации пакета MatLab (на примере VoIP)**

Основная цель симулятора состоит в проведении имитации и демонстрации построения (включая процесс обучения) и функционирования исследуемой системы. В нашем случае симулятор имитирует создание НЛСОК в нотации *feedforward* пятислойной нейронной сети, с помощью которой осуществляется оценка качества предоставляемых ТУ. НЛСОК, обладая способностью к обучению через обучающие примеры, призвана функционировать в автоматическом режиме. Основной целью является демонстрация способности НЛСОК оценивать работу сети связи (например, IP-телефонии) на базе существующей статистики субъективных данных об удовлетворенности клиентов уровнем предоставляемых им ТУ.

В качестве критериев оценки выберем параметры производительности сети IP-телефонии: задержка в передаче IP-пакета, джиттер, вероятность потери IP-пакета, вероятность ошибки при передаче IP-пакета, — с помощью которых контролируются объективные показатели качества услуг связи [12]. В работах [11, 13] установлены причинно-следственные связи, показывающие, как эти параметры трансформируются в субъективные суждения потребителей, в их субъективные критерии оценки:

— наличие (или отсутствие) прерываний связи;

— недостаточно (или достаточно) хорошая слышимость;

— приемлемая (или неприемлемая) разборчивость речи и т. д.

Тем самым классифицированы качества предоставляемых услуг связи по степеням удовлетворенности пользователей сети.

Проводимая симуляция преследует две цели. Первая — это показать, что предлагаемая НЛСОК может имитировать НЛС оценки, только используя множество исторических входных-выходных данных, полученных на основе изучения степеней удовлетворенности пользователей IP-телефонии. Вторая цель состоит в том, чтобы показать преимущество предлагаемой НЛСОК над традиционными НЛС оценки с точки зрения присущей ей способности к обучению (т. е. возможности оптимизации входных-выходных функций принадлежности и имплицативных правил).

Итак, в качестве входных лингвистических переменных выберем следующие:  $x_1$  — задержка в передаче IP-пакета;  $x_2$  — джиттер;  $x_3$  — вероятность потери IP-пакета;  $x_4$  — вероятность ошибки при передаче IP-пакета. Согласно классификации QoS (Quality of Services) Международного союза электросвязи (МСЭ) (табл. 1), ограничениями для этих переменных будут интервалы [12]:  $0 \leq x_1 \leq 1000$  мс;  $0 \leq x_2 \leq 50$  мс;  $0 \leq x_3 \leq 10^{-3}$ ;  $0 \leq x_4 \leq 10^{-4}$ . Выходом будем считать переменную  $y$  — качество IP-телефонии, показатели которой формируют классы 0, 1, 2, 3, 4 и 5.

В качестве примера услуги связи рассмотрим телефонную связь по протоколу IP (IP-телефонию), которая является приложением более общей технологии VoIP (Voice over IP) для передачи голоса. Выбор этой услуги обосновывается еще и тем, что IP-телефония очень чувствительна к джиттеру.

Согласно рекомендации МСЭ Y.1541 [12], IP-телефония может функционировать при на-

■ **Таблица 1.** Классификация обслуживания по параметрам производительности сети

Параметр производительности сети	Комментарий	QoS-класс					
		0	1	2	3	4	5
Задержка в передаче (IPTD — IP-packet Transfer Delay)	Верхняя граница от среднего времени IPTD	100 мс	400 мс	100 мс	400 мс	1 с	U <sup>1</sup>
Джиттер (IPDV — IP-packet Delay Variation)	Разброс от среднего, максимального и минимального времени прохождения IP-пакета	50 мс	50 мс	U	U	U	U
Вероятность потери (IPLR — IP-packet Loss Ratio)	Верхняя граница вероятности потери IP-пакета	1×10 <sup>-3</sup>					U
Вероятность ошибки (IPER — IP-packet Error Ratio)	Верхняя граница вероятности ошибки в передаче IP-пакета	1×10 <sup>-4</sup>					U

<sup>1</sup> U — не установлен.

личии параметров производительности, соответствующих классам 0 и (или) 1. При этом предоставление услуги по классу 0 гарантирует высокое качество, а значит и удовлетворенность пользователей сети. В то же время качество услуги IP-телефонии по классу 1 будет чуть хуже, и это придется компенсировать за счет внедрения дополнительных опций, чтобы продолжать расширять клиентскую базу. В остальных случаях качество связи будет слишком низким.

Из табл. 1 видно, что для предоставления самого высокого класса обслуживания (0) необходимо обеспечить низкую задержку в передаче IP-пакета, низкий джиттер и низкие вероятности потерь и ошибок. Для обеспечения обслуживания по классу 1 допустимый диапазон задержки может быть увеличен до средних значений. В контексте этих рассуждений не трудно сформировать базовый набор лингвистических переменных и правил для построения системы нечеткого вывода. Для удобства все переменные упорядочим в виде табл. 2.

Исходя из последних рассуждений, причинно-следственную связь между входными и выходными характеристиками построим в виде следующих правил:

$d_1$ : «если задержка в передаче IP-пакета *низкая* и джиттер *низкий* и вероятности потери и ошибки при передаче IP-пакета *низкие*, тогда качество IP-телефонии *высокое*»;

$d_2$ : «если задержка в передаче IP-пакета *средняя* и джиттер *низкий* и вероятности потери и ошибки при передаче IP-пакета *низкие*, тогда качество IP-телефонии *среднее*»;

$d_3$ : «если задержка в передаче IP-пакета *низкая* и джиттер *высокий* и вероятности потери и ошибки при передаче IP-пакета *низкие*, тогда качество IP-телефонии *низкое*»;

$d_4$ : «если задержка в передаче IP-пакета *средняя* и джиттер *высокий* и вероятности потери и ошибки при передаче IP-пакета *низкие*, тогда качество IP-телефонии *низкое*»;

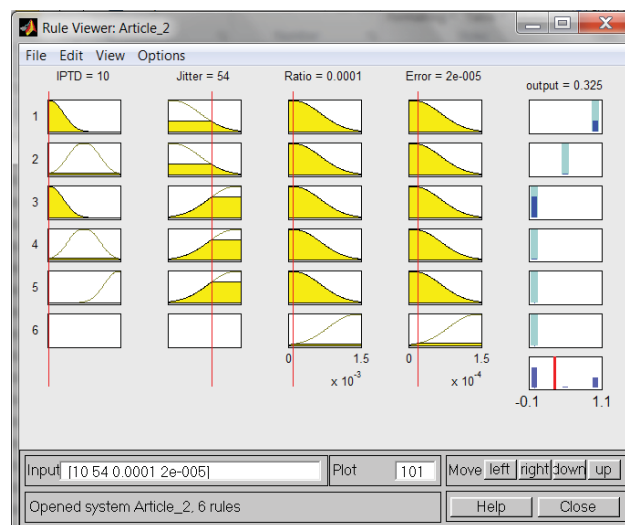
$d_5$ : «если задержка в передаче IP-пакета *высокая* и джиттер *высокий* и вероятности потери и ошибки при передаче IP-пакета *низкие*, тогда качество IP-телефонии *низкое*»;

$d_6$ : «если вероятности потери и ошибки при передаче IP-пакета *высокие*, тогда качество IP-телефонии *низкое*».

Реализовав эти правила в нотации MatLab с помощью FIS-редактора типа Сугэно (рис. 3), в результате сформируем выборку обучающих пар (табл. 3).

Итак, сформировав обучающее множество, осуществим его загрузку в редактор ANFIS типа Сугэно, внешний вид которого с загруженными обучающими данными изображен на рис. 4.

Далее сгенерируем структуру системы нечеткого вывода FIS типа Сугэно, которая является моделью гибридной сети в пакете MatLab. Для этого через диалоговое окно активируем гауссовы функции принадлежности для описания выбранных термов входных переменных и выходной переменной (см. табл. 2). После генерации



■ Рис. 3. Реализация правил с помощью FIS-редактора пакета MatLab

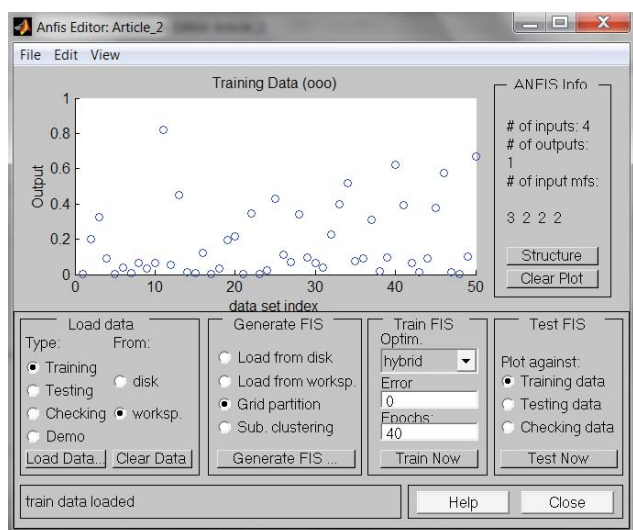
■ Таблица 2. Переменные системы нечеткого вывода в рамках НЛСОК

Переменная	Имя переменной	Терм-множество	Диапазон значений
<b>Входные лингвистические переменные</b>			
$x_1$	Задержка в передаче	Низкая, средняя, высокая	[0; 450]
$x_2$	Джиттер	Низкий, высокий	[0; 90]
$x_3$	Вероятность потери	Низкая, высокая	[0; 0,0015]
$x_4$	Вероятность ошибки	Низкая, высокая	[0; 0,00015]
<b>Выходная переменная</b>			
$y$	Качество услуг IP-телефонии	Низкое, среднее, высокое	[0; 1]

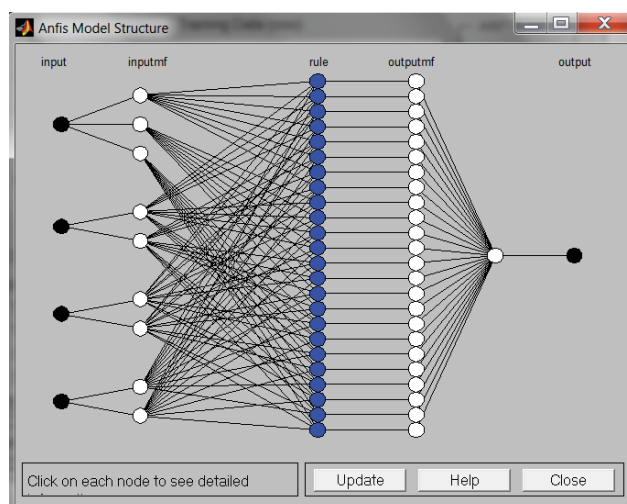
■ Таблица 3. Набор входных-выходных данных для обучения НЛСОК

Задержка в передаче IP-пакета $x_1$	Вход			Выход
	Джиттер $x_2$	Вероятность потери IP-пакета $x_3$	Вероятность ошибки в передаче IP-пакета $x_4$	Качество IP-телефонии
406	39	0,0015	0,00006	0,00209
100	59	0,0002	0,00004	0,19900
10	54	0,0001	0,00002	0,32500
90	51	0,0015	0,00002	0,09020
207	18	0,0012	0,00013	0,00516
439	33	0,0007	0,00002	0,04000
141	69	0,0010	0,00011	0,00564
372	49	0,0006	0,00005	0,06500
135	83	0,0004	0,00001	0,03350
129	74	0,0001	0,00001	0,06630
36	21	0,0000	0,00005	0,82000
22	77	0,0003	0,00010	0,05640
178	25	0,0005	0,00002	0,45000
360	73	0,0002	0,00012	0,01150
103	44	0,0010	0,00014	0,00626
50	21	0,0008	0,00011	0,12400
416	5	0,0014	0,00011	0,00043
100	84	0,0010	0,00001	0,03260
17	55	0,0003	0,00011	0,19400
46	60	0,0003	0,00005	0,21800
409	73	0,0009	0,00005	0,00356
368	17	0,0001	0,00004	0,34600
26	74	0,0009	0,00013	0,00406
65	6	0,0012	0,00011	0,02310
102	41	0,0005	0,00004	0,42900
87	68	0,0003	0,00007	0,11200
312	37	0,0011	0,00006	0,06900
4	53	0,0001	0,00004	0,34200
290	48	0,0004	0,00011	0,09680
281	3	0,0012	0,00007	0,06270
102	42	0,0012	0,00008	0,04000
163	50	0,0000	0,00008	0,22900
314	22	0,0002	0,00001	0,39800
180	3	0,0002	0,00006	0,51700
227	67	0,0003	0,00002	0,07690
368	34	0,0001	0,00013	0,08990
143	13	0,0009	0,00006	0,31000
391	44	0,0010	0,00006	0,02040
64	53	0,0007	0,00010	0,09490
93	30	0,0002	0,00000	0,62400
281	25	0,0004	0,00003	0,39100
113	38	0,0008	0,00011	0,06480
361	71	0,0012	0,00001	0,01520
363	26	0,0015	0,00000	0,09280
147	39	0,0004	0,00002	0,38000
53	3	0,0001	0,00013	0,57300
29	79	0,0014	0,00004	0,01460
411	84	0,0010	0,00013	0,00006
178	64	0,0001	0,00008	0,09920
105	16	0,0009	0,00000	0,66700





■ Рис. 4. Графический интерфейс редактора ANFIS после загрузки данных

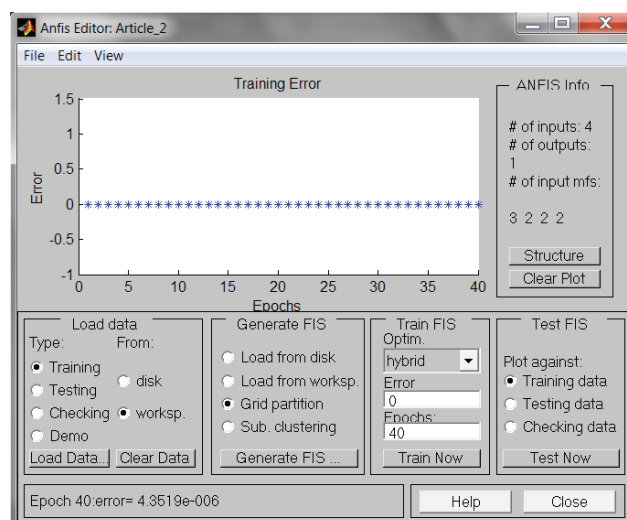


■ Рис. 5. Структура системы нечеткого вывода в нотации нейронной сети

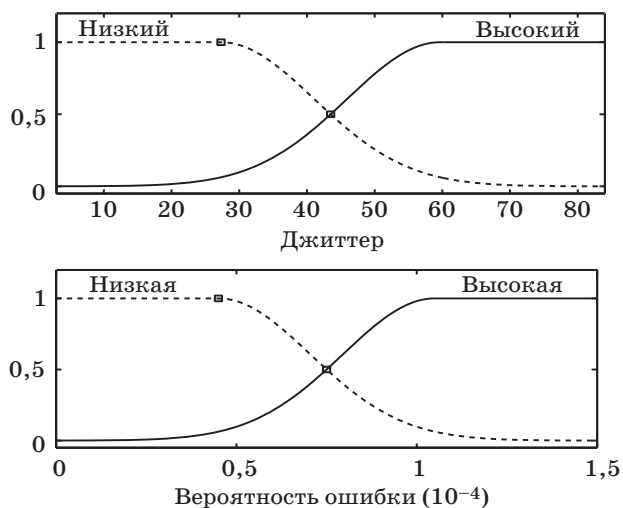
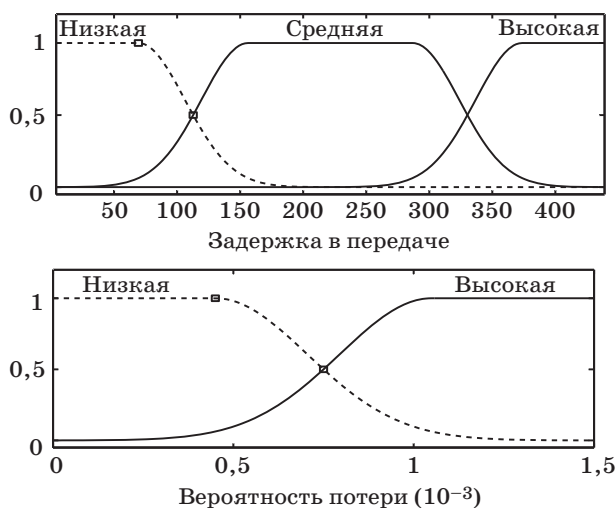
структуры гибридной сети можно визуализировать структуру НЛСОК в нотации пятислойной нейронной сети (рис. 5).

Для рассматриваемого примера система нечеткого вывода в нейросетевом логическом базисе содержит 4 входные переменные с тремя термами у первой и двумя у остальных, 24 импликативных правила, одну выходную переменную с 24 термами. В качестве супервизорного метода обучения нами был выбран гибридный метод, представляющий собой комбинацию метода наименьших квадратов и метода убывания обратного градиента. Ход процесса обучения иллюстрируется в окне визуализации в форме графика зависимости ошибки от количества циклов обучения (рис. 6).

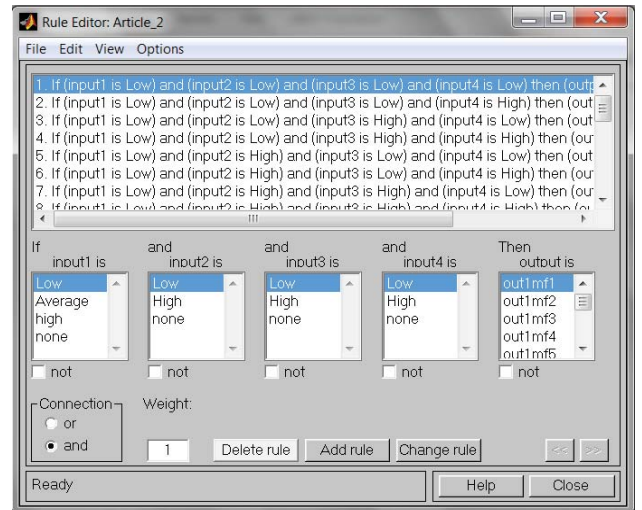
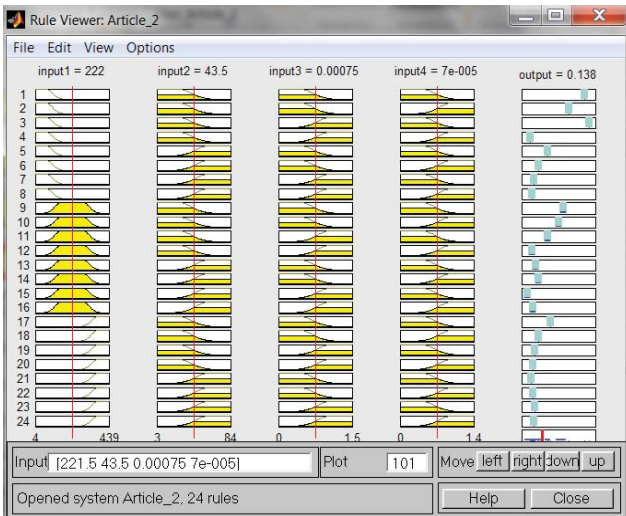
Дальнейшую настройку параметров построенной и обученной НЛСОК можно осуществить с помощью стандартных графических средств пакета



■ Рис. 6. График зависимости ошибок обучения от количества циклов обучения



■ Рис. 7. Оптимизированные входные функции принадлежности



■ **Рис. 8.** Графический интерфейс просмотра правил сгенерированной НЛС и фрагмент оптимального набора базовых импликативных правил

■ **Таблица 4.** Обученные по гибричному алгоритму логические правила

Правило	Причина				Следствие <i>y</i>	Правило	Причина				Следствие <i>y</i>
	$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$			$x_1$	$x_2$	$x_3$	$x_4$	
1	1	1	1	1	5 (очень высокое)	13	2	2	1	1	2 (низкое)
2	1	1	1	2	4 (высокое)	14	2	2	1	2	2 (низкое)
3	1	1	2	1	5 (очень высокое)	15	2	2	2	1	1 (очень низкое)
4	1	1	2	2	1 (очень низкое)	16	2	2	2	2	1 (очень низкое)
5	1	2	1	1	3 (приемлемое)	17	3	1	1	1	3 (приемлемое)
6	1	2	1	2	2 (низкое)	18	3	1	1	2	2 (низкое)
7	1	2	2	1	2 (низкое)	19	3	1	2	1	2 (низкое)
8	1	2	2	2	1 (очень низкое)	20	3	1	2	2	1 (очень низкое)
9	2	1	1	1	4 (высокое)	21	3	2	1	1	1 (очень низкое)
10	2	1	1	2	4 (высокое)	22	3	2	1	2	1 (очень низкое)
11	2	1	2	1	3 (приемлемое)	23	3	2	2	1	2 (низкое)
12	2	1	2	2	1 (очень низкое)	24	3	2	2	2	1 (очень низкое)

Fuzzy Logic Toolbox. Так, на рис. 7 представлены оптимизированные функции принадлежности, описывающие термы входных лингвистических переменных.

Графический интерфейс просмотра правил сгенерированной системы нечеткого вывода и фрагмент оптимального набора базовых импликативных правил представлены на рис. 8.

«Обученные» нечеткие импликативные правила в несколько упрощенном виде перечислены в табл. 4. Например, правило 1, отмеченное на рис. 8, интерпретируется как:

**ЕСЛИ**  $x_1$  является *низкой* (т. е. терм 1) и  $x_2$  является *низким* (т. е. терм 1) и  $x_3$  является *низкой*



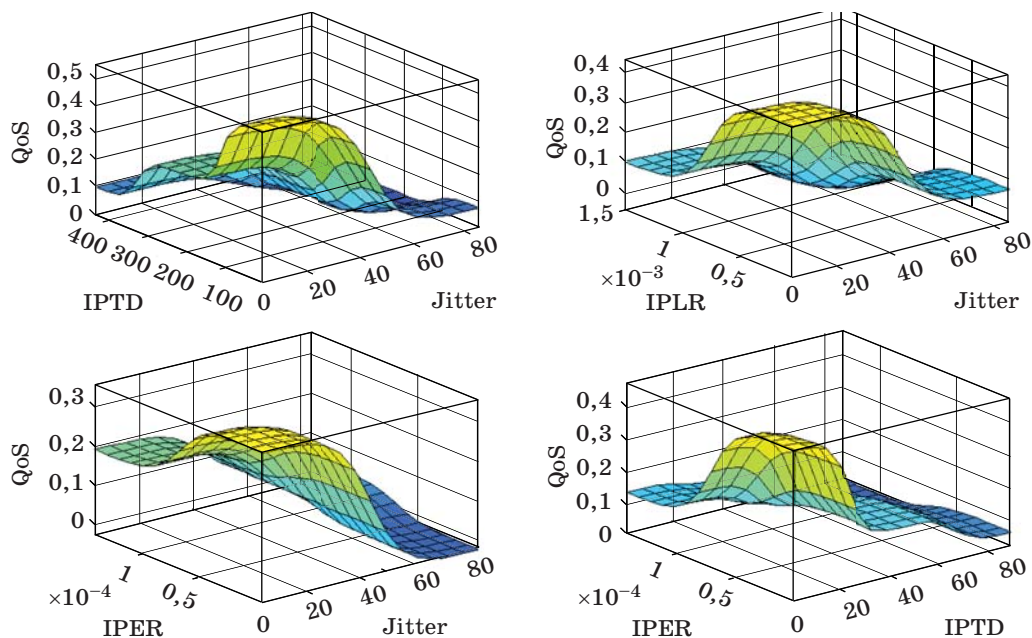
■ **Рис. 9.** Агрегированные параметры выходов адаптированной FIS типа Сугэно

(т. е. терм 1) и  $x_4$  является *НИЗКОЙ* (т. е. терм 1), ТОГДА  $y$  является *ОЧЕНЬ ВЫСОКИМ* (т. е. терм 5).

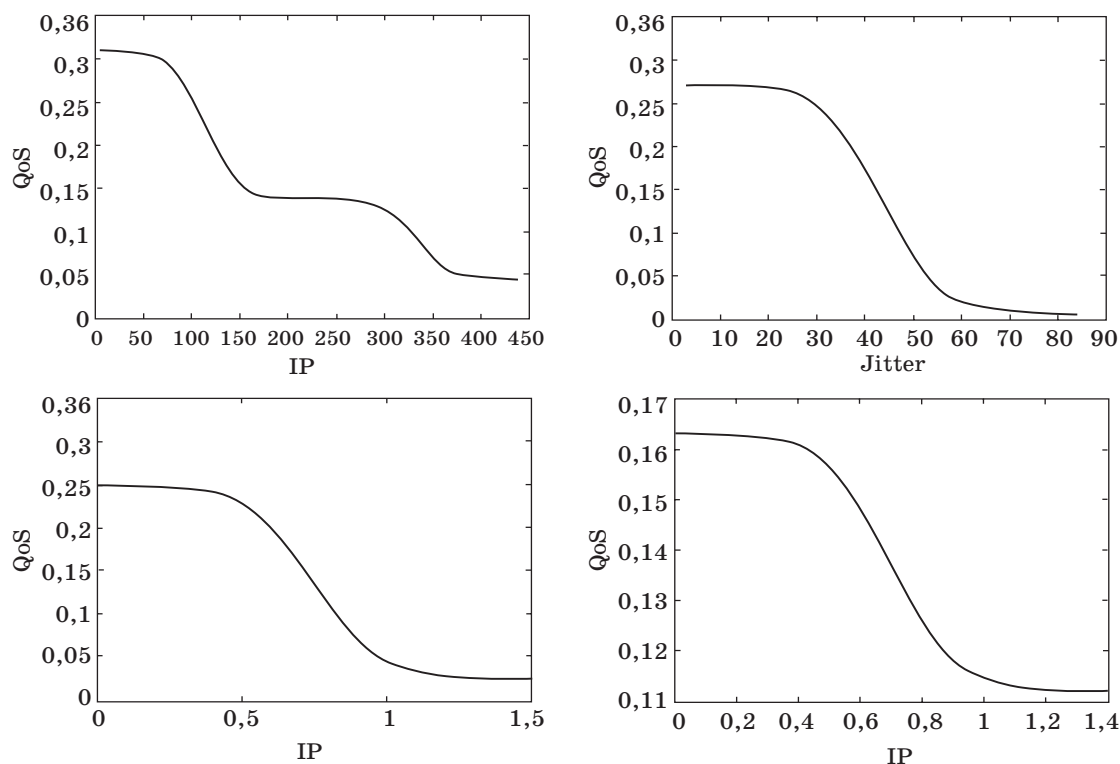
На основе представлено распределения параметров выходов адаптированной FIS (рис. 9) были установлены пять кластеров — термов для выходной переменной  $y$ .

### Заключение

В процессе симуляции были использованы четыре объективных критерия качества телекоммуникационной сети связи, на базе которых посредством применения адаптированной FIS типа



■ Рис. 10. Зависимость оценок качества сети связи от объективных показателей



■ Рис. 11. Зависимость качества сети от параметров производительности

Сугэно удалось получить адекватную причинно-следственную связь между объективными параметрами производительности сети связи с одной стороны и субъективными консолидированными оценками пользователей с другой (рис. 10).

Общее качество IP-телефонии не превышает величину 0,55 при максимальной 1, относительно умеренно уменьшается с ростом задержек IP-пакетов и резко падает при превышении доли потерянных пакетов  $10^{-3}$  и превышении доли ошибок при передаче IP-пакетов  $10^{-4}$ . Задержка при передаче IP-пакетов более чем в 400 мс ведет к деградации качества даже при уровне джиттера 50 мс, что соответствует практическим наблюдениям для услуг IP-телефонии.

Кривые на рис. 11 демонстрируют зависимости качества сети IP-телефонии от каждого параметра в отдельности. В свою очередь и они под-

тверждают приведенный выше вывод об изменениях в общем качестве сети IP-телефонии.

Предлагаемая система НЛСОК позволяет довольно быстро и относительно легко диверсифицировать свои функции и на другие виды услуг телекоммуникационной сети связи. Для этого необходимо собрать достаточную статистику консолидированных оценок пользователей по различным сценариям функционирования выбранной сети связи.

Таким образом, с помощью НЛСОК можно контролировать и при необходимости корректировать параметры сети с тем, чтобы обеспечивать оперативное принятие решений для увеличения клиентской базы. В перспективе подобная система способна функционировать и в автономном режиме, так как при ее разработке и адаптации нет необходимости привлекать эвристические знания и дорогостоящие экспертные услуги.

## Литература

1. **Industrial Applications of Fuzzy Control/** Ed. by M. Sugeno. — Amsterdam: Elsevier Science Publishers B. V., 1985. P. 231–239.
2. **Bernard J. A.** Use of Rule-Based System for Process Control // *Control System Magazine*. 1988. Vol. 8. N 5. P. 3–13.
3. **Braae M., Rutherford D. A.** Selection of Parameters for a Fuzzy Logic Controller // *Fuzzy Sets Systems*. 1979. Vol. 2. N 3. P. 185–199.
4. **Tong R. M.** Synthesis of Fuzzy Models for Industrial Processes // *Int. Gen Systems*. 1978. N 4. P. 143–162.
5. **Procyk T. J., Mamdani E. H.** A Linguistic Self-organizing Process Controller // *Automatica*. 1979. Vol. 15. N 1. P. 15–30.
6. **Takagi T., Sygeno M.** Derivation of Fuzzy Control Rules from Human Operator's Control Actions // *Fuzzy Information Knowledge Representation Decision Analysis: Proc. IFAC Symp., Marseilles, France, 1983*. P. 55–60.
7. **Rumelhart D. E., Hinton G. E., Williams R. J.** Learning Internal Representations by Error Propagation // *Parallel Distributed Processing*. 1986. Vol. 1. P. 318–362.
8. **Lin C. T., Lee C. S. G.** Neural Network-Based Fuzzy Logic Control and Decision System // *Transactions on Computers*. 1991. Vol. 40. N 12. P. 1320–1336.
9. **Kosko B.** *Neural Networks and Fuzzy Systems*. — Englewood Cliffs, NJ: Prentice Hall, 1992. — 456 p.
10. **Lin C. T., George Lee C. S.** Supervised and Unsupervised Learning with Fuzzy Similarity for Neural Network-Based Fuzzy Logic Control Systems // *Fuzzy Sets, Neural Networks, and Soft Computing/Ed. by R. R. Yager and L. A. Zadeh*. — N. Y.: Van Nostrand Reinhold, 1994. P. 85–125.
11. **Рзаев Р. Р., Гоюшов А. О.** Многокритериальная оценка качества услуг связи на основе применения механизма нечеткого вывода // *Изв. НАН Азербайджана*. 2014. № 6. С. 56–66.
12. **International Telecommunication Union Recommendation.** <http://www.itu.int/rec/> recommendation. asptype=series&lang=e&parent=T-REC (дата обращения: 01.07.2014).
13. **Рзаев Р. Р.** Интеллектуальный анализ данных в системах поддержки принятия решений. — LAP Lambert Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2013. — 130 с.

UDC 621.391

## Intelligent System of Telecommunication Service Quality Assessment

Rzayev R. R.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, raminrza@yahoo.com

Goyushov A. I.<sup>a</sup>, Post-Graduate Student, geyushev@hotmail.com

<sup>a</sup>Institute of Control Systems of the Azerbaijan National Academy of Sciences, 9, B. Vahabzadeh St., AZ1141, Baku, Azerbaijan Republic

**Purpose:** At the present stage of telecommunication technology development, improving the quality of telecom services is the most nagging problem. Telecom services are constantly improved by higher speed of data transmission, greater mobility of users, wider range of services, better utilization of radio frequency spectrum and more intellectual network equipment and subscriber gadgets. However, this improvement takes place at the junction of objective contradictions between the ever-growing consumer demand for subscription



services and the limited number of frequencies. In turn, this leads to a considerably wider range of services provided by communication operators, higher consumer demand for their quality and, as a result, better control technologies. The main goal of this work is developing an intelligent assessment system for telecommunication service quality on the base of fuzzy inference system implemented in the neural network logical basis. **Methods:** To implement the main features and functions of the system, a multilayer feedforward neural network is used. **Results:** For telecommunication service quality assessment, a fuzzy logic system has been developed in the neural network logical basis. Due to its structural and parametric learning ability, it can control the communications network via the subjective consolidated customer satisfaction with the telecom service level. The structure of the proposed system is formed on the base of the available training examples, by means of the neural learning technology, as applied to the adaptation of fuzzy logic (implicative) rules and to finding the optimal input/output membership functions. **Practical relevance:** The developed telecommunication service quality assessment system can adapt to new demands on quality from its customers, by promptly correcting the network performance parameters. This feature allows the system to relatively quickly diversify its functions, covering other types of telecommunication services.

**Keywords** — IP Telephony, Communication Quality, Fuzzy Set, Neural Network, Fuzzy Implication.

## References

1. *Industrial Applications of Fuzzy Control*. Sugeno M., ed. Amsterdam, North-Holland, Elsevier Science Publishers B.V., 1985. Pp. 231–239.
2. Bernard J. A. Use of Rule-Based System for Process Control. *Control System Magazine*, 1988, vol. 8, no. 5, pp. 3–13.
3. Braae M., Rutherford D. A. Selection of Parameters for a Fuzzy Logic Controller. *Fuzzy Sets Systems*, 1979, vol. 2, no. 3, pp. 185–199.
4. Tong R. M. Synthesis of Fuzzy Models for Industrial Processes. *Int. Gen Systems*, 1978, no. 4, pp. 143–162.
5. Procyk T. J., Mamdani E. H. A Linguistic Self-organizing Process Controller. *Automatica*, 1979, vol. 15, no. 1, pp. 15–30.
6. Takagi T., Sygeno M. Derivation of Fuzzy Control Rules from Human Operator's Control Actions. *Proc. IFAC Symp. "Fuzzy Information Knowledge Representation Decision Analysis"*, Marseilles, France, 1983, pp. 55–60.
7. Rumelhart D. E., Hinton G. E., Williams R. J. Learning Internal Representations by Error Propagation. *Parallel Distributed Processing*, 1986, vol. 1, pp. 318–362.
8. Lin C. T., Lee C. S. G. Neural Network Based Fuzzy Logic Control and Decision System. *Transactions on Computers*, 1991, vol. 40, no. 12, pp. 1320–1336.
9. Kosko B. *Neural Networks and Fuzzy Systems*. Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall, 1992. 456 p.
10. Lin C. T., George Lee C. S. *Supervised and Unsupervised Learning with Fuzzy Similarity for Neural Network Based Fuzzy Logic Control Systems*. In: *Fuzzy Sets, Neural Networks, and Soft Computing*. Ed. by R. R. Yager and L. A. Zadeh. New York, Van Nostrand Reinhold, 1994. Pp. 85–125.
11. Rzaev R. R., Qoyushov A. I. Multi-criteria Estimation of the Quality of Communication Services on the Base of Using of Fuzzy Inference Mechanism. *Izvestiia NAN Azerbaidzhana*, 2014, vol. 33, no. 6, pp. 56–66 (In Russian).
12. *International Telecommunication Union Recommendation*. Available at: <http://www.itu.int/rec/recommendation.asptype=series&lang=e&parent=T-REC> (accessed 1 July 2014).
13. Rzaev R. R. *Intellektualniy analiz dannykh v sistemakh podderzhki priniatiia reshenii* [Intellectual Analyses in Decision Support Systems]. LAP Lambert Academic Publishing GmbH & Co. KG, 2013. 130 p. (In Russian).

УДК 656.22

## МЕТОДЫ ОЦЕНКИ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ ЖЕЛЕЗНЫХ ДОРОГ. Часть 2: Параметрические модели, оптимизация, моделирование

С. А. Браништов<sup>а</sup>, канд. техн. наук, старший научный сотрудник

А. М. Ширванян<sup>а</sup>, младший научный сотрудник, аспирант

Д. А. Тумченко<sup>а</sup>, младший научный сотрудник, аспирант

<sup>а</sup>Институт проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН, Москва, РФ

**Введение:** пропускная способность железных дорог — основная характеристика, отражающая перевозочные возможности железнодорожного участка, знание которой позволяет точнее планировать грузовые перевозки и эффективнее использовать возможности инфраструктуры и подвижного состава. Для получения этой характеристики применяют аналитические методы, параметрические модели, используют имитационное моделирование. Целью исследований является анализ и сравнение этих подходов. **Результаты:** показано, что оценка пропускной способности железнодорожных участков с помощью параметрических моделей позволяет находить возможные пути развития инфраструктуры в зависимости от стоимости строительства. Приведены три существующие оптимизации для повышения пропускной способности участков: параметрическая, структурная и функциональная. Параметрическая подразумевает оптимизацию и регулирование параметров элементов железнодорожной сети, структурная — оптимизацию путем замены (изменения) отдельных элементов схемы путевого развития сети, препятствующих ее эффективному функционированию, функциональная — изменение характеристик операций, выполняемых на различных элементах путевого развития. Сравнительный обзор программных инструментов моделирования железнодорожного движения, имеющих функции анализа пропускной способности, показал, что не многие программные инструменты реализуют все функции оценки и анализа пропускной способности. **Практическая значимость:** материалы статьи будут полезны работникам железнодорожных служб при планировании грузовых и пассажирских перевозок.

**Ключевые слова** — пропускная способность, перевозочная возможность, железная дорога, железнодорожная инфраструктура.

### Введение

В первой части статьи [1] рассмотрены применяемые в Европе аналитические методы оценки пропускной способности (ПС) железнодорожного участка и анализа ее использования. Были исследованы особенности каждого метода и дана общая характеристика аналитических методов. Отмечено, что аналитические методы, описывающие железнодорожную инфраструктуру с помощью математических выражений, позволяют оценить пропускную способность участка лишь в той мере, насколько точно и подробно учтены в формулах все свойства инфраструктуры и особенности движения на этом участке.

В данной статье, в дополнение к предыдущей, рассматриваются другие подходы к оценке ПС — это методы, основанные на параметрических моделях и на моделировании железнодорожной инфраструктуры и движения; показана роль оптимизации для повышения ПС.

### Параметрические модели

По сложности применения и точности получаемого результата параметрические модели находятся между простым расчетом с помощью аналитических методов и комплексной оценкой с помощью моделирования. Они могут быстро выделить «узкие места» [2]. Чаще всего параме-

трические модели применяются для стратегического планирования. Были разработаны различные параметрические модели, которые отражают изменения ПС. Как правило, параметрические модели построены на формулах, отражающих зависимость задержки поездов от ПС. Формулы определяются путем многопараметрического регрессионного анализа многих различных симуляций.

Параметрическая модель позволяет оценить изменение пропускной способности железных дорог в зависимости от различных параметров. Результаты отображаются в виде отношения задержки поездов к объему движения (поездов в сутки). При расчете во внимание берутся некоторые ключевые параметры, влияющие на движение поездов на участке. Их можно разделить на три категории:

- параметры инфраструктуры;
- параметры движения;
- эксплуатационные параметры.

Например, при разработке параметрической модели Крюгер [2] включил в состав модели следующие *параметры инфраструктуры*:

*SL* — длины участков;

*MPPP* — количество точек пересечения обгонных путей с главными путями;

*MPPPS* — среднее расстояние между точками обгонных путей. Обгонные пути имеют важное значение для организации движения поездов:

$$MPPPS = \frac{SL}{(MPPP + 1)};$$

$MPPPU$  — равномерность распределения точек обгонных путей, рассчитывается как отношение среднеквадратичного отклонения среднего расстояния между точками обгона к среднему расстоянию между точками обгона:

$$MPPPU = \frac{\sigma(MPPPS)}{MPPPS}.$$

Значение среднеквадратичного отклонения, равное нулю, означает равномерное распределение точек обгонных путей. Чем ближе  $MPPPU$  к нулю, тем выше ПС участка;

$NS$  — число светофоров;

$ISSR$  — коэффициент равномерности расстояний между светофорами. Наличие светофоров уменьшает расстояние между поездами, тем самым увеличивает ПС. Вычисляется как отношение среднего расстояния между светофорами к среднему расстоянию между точками обгонных путей:

$$ISSR = \left( \frac{SL}{MPPP + 1 + NS} \right) \times 100;$$

$SLD$  — протяженность двухпутных линий. Добавление второй линии имеет значительное влияние на ПС (может увеличивать ПС однопутной линии более чем в 2 раза);

$\%DT$  — процент двухпутных линий; рассчитывается как отношение длин участков с двухпутными линиями к общей длине участков:

$$\%DT = \frac{SLD}{SL} \times 100.$$

*Параметры движения* включают в себя следующие характеристики:

$MT$  — максимальное число поездов за 4 ч;

$AT$  — среднее число поездов за 4 ч;

$TPF$  — параметр, отражающий пиковую интенсивность движения.  $TPF$  учитывает наличие «часов пик» в графике движения. Оказывает существенное влияние на ПС. Любая, даже самая незначительная задержка в период высокой интенсивности вызывает длительные цепные задержки в расписании, а восстановление штатного режима может оказаться довольно длительным. Вычисляется как отношение максимального числа поездов в течение 4 ч к среднему числу поездов в течение этого же интервала времени:

$$TPF = \frac{MT}{AT};$$

$DPF$  — параметр диспетчерского приоритета. Диспетчерские приоритеты для разных типов поездов предписывают, какие поезда будут иметь приоритет перемещения. Поезда меньшего приоритета пропускают поезда более высокого приоритета. Так, например, может быть задержан

пассажирский поезд ради пропуска скоростного. Как правило, чем больше классов приоритетов поездов, тем меньше ПС.  $DPF$  — вероятностная величина, рассчитывается по формуле

$$DPF = \frac{1}{T} \sum_{i=2}^N \left( \frac{C_i}{(T-1)} \sum_{j=1}^{i-1} C_j \right),$$

где  $N$  — количество классов приоритетности (пассажирский, скоростной, экспресс, грузовой);  $T$  — ежедневное количество поездов;  $C_i$  — число поездов  $i$ -го класса приоритетности;  $C_j$  — число поездов  $j$ -го класса приоритетности;

$FTS$  — скорость самого быстрого поезда;

$LTS$  — скорость самого медленного поезда;

$SR$  — скоростной коэффициент. Как и  $DPF$ , скоростной коэффициент — это еще один параметр, отражающий гетерогенность трафика. Разница в скорости может существенно увеличить задержку. Рассчитывается как отношение скорости самого быстрого поезда к скорости самого медленного:

$$SR = \frac{FTS}{LTS};$$

$AS$  — средняя скорость. Средняя скорость движения поездов напрямую влияет на ПС. Вычисляется как минимальное среднее время движения всех поездов в каждом из направлений:

$$AS = \frac{\sum_{i=1}^N n_i V_i}{\sum_{i=1}^N n_i},$$

где  $n_i$  — число поездов  $i$ -го класса приоритетности;  $V_i$  — скорость поездов  $i$ -го класса приоритетности.

*Эксплуатационные параметры* рассчитываются следующим образом:

$TO$  — перебой в работе (вывод из строя) пути. Недоступность путей может быть обусловлена как запланированными работами, так и поломкой (выходом из строя).  $TO$  снижает время, доступное для движения поездов. ПС очень чувствительна к продолжительности  $TO$ . Этот параметр определяется общим нерабочим временем участка и рассчитывается следующим образом:

$$TO = \frac{TDO}{\sum_{i=1}^N \frac{1}{n_T d_i}},$$

где  $TDO$  — общее нерабочее время;  $n_T$  — общее число перебоев в сутки;  $d_i$  — продолжительность  $i$ -го перебора, ч;

$TSO$  — временное ограничение скорости. Оказывает негативное влияние на ПС по двум

причинам: 1) непосредственно в связи с уменьшением средней скорости; 2) косвенно из-за дополнительных разгонов и торможений ( $V_{time}$ ). Такое ограничение, как правило, вводится при проведении ремонтных работ как на пути, так и на других элементах инфраструктуры (например, стрелках). Вычисляется следующим образом:

$$T_{SO} = V_{time} + TT;$$

$$V_{time} = \frac{(V_{max}K - V_{T_{SO}})}{A} + \frac{(V_{max}K - V_{T_{SO}})}{D};$$

$$TT = \left( \frac{L}{V_{T_{SO}}} + \frac{L}{V_{max}K} \right) \times 60,$$

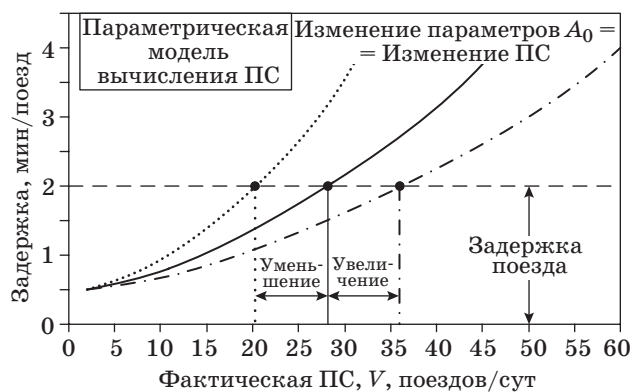
где  $TT$  — время движения поездов;  $V_{max}$  — максимальная скорость грузовых поездов/с;  $V_{T_{SO}}$  — временное ограничение скорости, м/с;  $K$  — процент времени движения поездов на максимальной скорости (85 %);  $A$  — величина ускорения (0,15 м/с<sup>2</sup>);  $D$  — величина торможения (0,22 м/с<sup>2</sup>);  $L$  — сумма длин участка с ограничением скорости и средней длины поезда.

Соотношение между задержкой поезда и объемами трафика лучше всего выражается экспоненциальной формулой

$$TD = A_0 e^{B_0 V},$$

где  $TD$  — задержка;  $A_0$  — параметрический коэффициент (параметры инфраструктуры, параметры движения, эксплуатационные параметры);  $B_0$  — константа;  $V$  — объем трафика, поездов/сут.

Коэффициент  $A_0$  определяет скорость роста задержки при увеличении ПС (рисунок). Значение этого коэффициента показывает разницу между задержками поездов и параметрическими значениями при одинаковой ПС.  $A_0$  представляет собой уникальное значение для каждой комбинации параметров. Сплошной линией на рисунке пока-



■ Зависимость задержки от пропускной способности

зан график изменения задержки в зависимости от объемов движения. Увеличение объемов движения увеличивает задержки поездов. Добиться увеличения ПС при сохранении прежнего уровня задержек возможно при изменении параметра  $A_0$ .

Три наиболее важные особенности модели:

1) возможность калибровать каждый параметр в зависимости от сценария моделирования;  
2) представление зависимости задержки от объемов движения в графическом, а не числовом виде;

3) функция «что-если», которая позволяет оценить влияние на ПС как отдельных параметров, так и их комбинации.

В сравнении с результатами имитационного моделирования эта параметрическая модель показала 10 %-е расхождение в точности.

Идеи Крюгера получили развитие в новой модели поддержки принятия решений RCET (Railway Capacity Evaluation Tool), которая позволяет находить возможные пути развития инфраструктуры в зависимости от стоимости строительства; способна находить баланс между вложениями, задержками и эксплуатационными расходами. Здесь входными данными в модель являются параметры инфраструктуры, доступный бюджет и прогнозируемый спрос. Модель предлагает все возможные варианты увеличения пропускной способности и рассчитывает стоимость и прирост для каждого варианта. Затем модель находит лучшее соотношение между капиталовложениями и штрафами за опоздания [3, 4]. Выходными данными модели являются графики зависимости задержек от объемов движения, влияние на ПС разнообразных мер по развитию инфраструктуры, рентабельность каждого варианта развития. Таким образом, на основе отдельных параметров модели, предполагаемого спроса на перевозки и имеющегося бюджета на строительство модель RCET помогает найти наиболее выгодный вариант развития инфраструктуры.

Исследования в области параметрических моделей не получили широкого распространения в тех странах, где владелец инфраструктуры и организация, управляющая движением поездов, — разные юридические лица, в силу трудности обеспечить взаимное удовлетворение всех сторон и разделение зон ответственности.

### Оптимизация

Для повышения перевозочных возможностей железной дороги применяются разнообразные методы оптимизации в следующих направлениях: оптимизация расписания движения поездов, организация движения, планирование составообразования, погрузо-разгрузочных операций, работ локомотивных бригад и пр.



Процесс оптимизации осуществляется за счет изменения параметров схемы путевого развития, функций и структуры системы организации движения и может проходить в нескольких направлениях.

1. Параметрическая оптимизация. Данное направление подразумевает оптимизацию и регулирование параметров элементов железнодорожной сети. Этот этап реализуется без изменения структуры схемы железнодорожной сети, воздействие направлено на конкретные параметры сети. Изменяется длина приемоотправочных путей, съездов, количество прибывших и отправленных составов, время оборота состава, среднесуточный пробег состава, интервалы скрепления поездов и др. Целью данной оптимизации является возможность установить, за счет изменения каких параметров максимально увеличится ПС сети при минимальных капитальных вложениях.

2. Структурная оптимизация. Данное направление оптимизации производится путем замены (изменения) отдельных элементов схемы путевого развития сети, препятствующих ее эффективному функционированию. Изменяется количество путей на станции или перегоне, определяется необходимость добавления стрелочных переводов и съездов, т. е. оптимизации подвергается непосредственно существующая схема путевого развития, ее структура.

3. Функциональная оптимизация. Суть ее заключается в регулировании функциональной части работы сети за счет изменения характеристик операций, выполняемых на различных элементах путевого развития. Например, объединение парка приема поездов и парка отправления в один приемоотправочный парк подразумевает совмещение их функций воедино, изменяя характер работы станции и структуру схемы путевого развития в целом [5].

Целесообразность применения всех направлений определяется эффективностью каждого из них. Оптимизация расписания, планирование и динамическое оперативное перепланирование находятся в центре внимания исследований уже очень давно. В работах [6, 7–9] описаны современные методики проектирования расписания, методы анализа его стабильности, а также представлены оптимизационные модели для составления железнодорожного расписания и методы оценки эффективности. Уделено внимание применению имитационного моделирования, представлены микро- и макроскопические подходы к моделированию инфраструктуры. Также затронуты вопросы перепланирования, распознавания конфликтов и методы их решения. В работе [10] исследованы различные математические модели для оптимизации железнодорожных перевозок. В статье [11] проведен комплексный обзор

методов планирования и перепланирования расписания движения поездов. В работе [12] дан обзор исследований в области железнодорожного планирования расписания и диспетчеризации.

## Моделирование

Имитационное моделирование движения поездов и функционирования железнодорожной инфраструктуры позволяет учитывать не только заданные параметры (эксплуатационные, инфраструктуры, движения) в совокупности, но и такие особенности, как взаимодействие поездов, зависимости стрелок, профиль пути, ограничения скорости по состоянию стрелок и пр. Благодаря этому моделирование позволяет получить величину ПС моделируемого участка, максимально близкую к реальной. Кроме того, имитационное моделирование позволяет проводить анализ графика движения поездов и находить возможности его оптимизации, проводить тесты надежности графика, определять влияние задержек поездов и прогнозировать возможные конфликты; позволяет рассчитывать и планировать оборот локомотивов и локомотивных бригад. По результатам моделирования могут быть получены различные статистические данные, например, степень использования участков инфраструктуры, уровень загруженности железнодорожных направлений и пр. В преимуществах моделирования имеется возможность изменять входные параметры и быстро получать результат, т. е. можно проводить различные эксперименты и получать оценку влияния разных параметров движения и инфраструктуры на ПС.

Методы, основанные на моделировании, оценивают общее время задержки для всех поездов в расписании. Выделяется два типа моделирования [13] — синхронное и асинхронное. При асинхронном моделировании каждая операция в расписании симулируется отдельно в порядке следования и в соответствии с технологическим регламентом; искусственно генерируются случайные задержки, а разрешаются в соответствии с диспетчерскими правилами. Синхронное — это такое моделирование, в котором все операции на железной дороге имитируются в реальном времени. Данный тип является более сложным, но дает более точные результаты.

Ряд методов моделирования нашли свое применение в коммерческих программных продуктах. Эти инструменты оснащаются графическим интерфейсом пользователя и имитируют движение и операции по обработке поездов на моделях реальных объектов железнодорожной инфраструктуры. Комплексному анализу используемых пакетов моделирования железных дорог уделено немало внимания [3, 14]. Известно около 37 различных

■ Сравнение программного обеспечения для моделирования железнодорожных операций<sup>1</sup>

Данные	Критерии сравнения		CAPRES	CASSANDRA	CMS	DEMIURGE	FAST TRACKII	IRCIM	MOM MALLAS	OPENTIMETABLE	RAILCAP	RAILNET II	RAILPLAN	RAILSIM	RAILSYS	RASIM	SAMFOST	SIMONE		
Параметры инфраструктуры	Однопутные/двухпутные перегоны																			
	Системы блокировки и сигнализации																			
	Структура путей и скоростные ограничения																			
Параметры движения	Межпоездной интервал																			
	Межпоездной интервал, допустимый системой сигнализации																			
	Резервное время																			
	Добавка к времени движения																			
	Время простоя																			
	Общее время использования ж/д сети																			
	Типы поездов																			
	Пики интенсивности движения																			
	Приоритетность поездов																			
	Время остановки поезда																			
Эксплуатационные параметры	Пороговое время движения поезда																			
	Построение маршрутов																			
	Занятость секций или время занятости																			
Анализ ПС	Перебой в работе путей																			
	Качество обслуживания, надежность, робастность																			
	Теоретическая																			
	Практическая																			
Основные функции	Использованная																			
	Доступная																			
	График локомотивных бригад																			
	Менеджер инфраструктуры																			
	Менеджер станции																			
	Менеджер расписания																			
	Оптимизация расписания																			
Экономический расчет																				
Статистический анализ	Анализ чувствительности																			
	Моделирование/симулирование																			
	По элементам																			
	Интервалы между поездами в форме диаграммы																			
	Интервалы между поездами в форме списка																			
	По направлениям																			
Статистический анализ	Обнаружение конфликтов																			
	Расписание занятости платформ																			

<sup>1</sup> ■ — функция имеется; ■ — нет точного описания; □ — функции не имеется

программных продуктов, предназначенных для моделирования и анализа железнодорожных операций [14]. Среди них малое количество продуктов имеют средства и инструменты оценки ПС и анализа ее использования (таблица).

Из таблицы видно, что не многие программные инструменты реализуют все функции оценки и анализа ПС. Ряд из них выполняет расчет только теоретической (наличной) ПС, используя для этого аналитические методы в соответствии со стандартом UIC 406. Некоторые инструменты, опираясь на результаты имитационного моделирования, могут оценить практическую (результативную) ПС для заданной инфраструктуры. Отдельные программные продукты выполняют анализ доступной ПС.

За рубежом наиболее широко используется пакет программного обеспечения фирмы Rmcon (Германия) RAILSYS [15]. Этот продукт учитывает весь набор входных параметров (из представленных в таблице) и предоставляет самый полный набор функций по сравнению с другими известными продуктами. Пакет RAILSYS обеспечивает необходимые возможности для анализа ПС в соответствии с требованиями европейских железных дорог и позволяет сделать оценку всех четырех видов ПС.

## Заключение

Параметрические модели позволяют оценить ПС с учетом различных параметров (инфраструктуры, движения, эксплуатационных параметров). По сравнению с аналитическими методами они дают более точную оценку ПС, поскольку учитывают большее число параметров и имеют возможность подстраивать отдельные параметры и оценивать их влияние на ПС. Параметрические модели позволяют легко получать искомые зависимости, например, влияние объемов движения на вероятность задержек поездов и представлять их в графическом виде. Недостаток параметрических моделей в том, что при учете большого количества параметров они становятся очень сложными и практически не применимыми.

Известны программные инструменты, которые позволяют оценить и проанализировать степень использования ПС при имитационном моделировании движения и операций по обработке поездов на заданном железнодорожном участке или полигоне. Некоторые из них обладают рядом оптимизационных функций: составление графика локомотивных бригад, генерация расписания, обнаружение конфликтов и пр.

## Литература

1. **Браништов С. А., Ширванян А. М., Тумченко Д. А.** Обзор методов оценки пропускной способности железных дорог. Ч. 1: Классификация и аналитические методы // Информационно-управляющие системы. 2014. № 5. С. 51–57.
2. **Krueger H.** Parametric Modelling in Rail Capacity Planning // Proc. of 1999 Winter Simulation Conf., Piscataway, 1999. P. 1194–2000.
3. **An Assessment of Railway Capacity/** M. Abril, F. Barber, L. Ingolotti, M. A. Salido, P. Tormos, A. Lova // Transportation Research. Part E: Logistics and Transportation Review. 2008. Vol. 44. N 5. P. 774–806.
4. **Lai Y. C., Barkan C. P. L.** An Enhanced Parametric Railway Capacity Evaluation Tool (RCET) // 88th Transportation Research Board Annual Meeting, Washington, USA, 2009. P. 33–40.
5. Анализ методов оптимизации путевого развития станций. <http://www.sworld.com.ua/konfer34/398.pdf> (дата обращения: 09.10.2014).
6. **Hansen I. A., Pacht J.** Railway Timetable and Traffic. — Hamburg: Eurailpress, 2008. — 332 p.
7. **Vromans M. J. C. M., Dekker R., Kroon L. G.** Reliability and Heterogeneity of Railway Services // European Journal of Operational Research. 2006. Vol. 172. N 2. P. 647–665.
8. **Goverde R. M. P.** Railway Timetable Stability Analysis Using Max-plus System Theory. Transportation Research. Part B: Methodological. 2007. Vol. 41. N 2. P. 179–201.
9. **Tornquist J.** Railway Traffic Disturbance Management—An Experimental Analysis of Disturbance Complexity, Management Objectives and Limitations in Planning Horizon // Transportation Research. Part A: Policy and Practice. 2007. Vol. 41. N 3. P. 249–266.
10. **Assad A. A.** Models for Rail Transportation // Transportation Research. Part A: General. 1980. Vol. 14. N 4. P. 205–220.
11. **Cordeau J. F., Toth P., Vigo D.** A Survey of Optimization Models for Train Routing and Scheduling // Transportation Science. 1998. Vol. 32. N 4. P. 380–420.
12. **Tornquist J.** Computer-Based Decision Support for Railway Traffic Scheduling and Dispatching: A review of Models and Algorithms // 5th Workshop on Algorithmic Methods and Models for Optimization of Railways, Palma de Mallorca, Spain, 2005. P. 1–23.
13. **Pacht J.** Railway Operation and Control. — Mountlake Terrace: VTD Rail Publishing, 2009. — 275 p.
14. **Kontaxi E. K., Ricci S.** Calculation of Railway Network Capacity: Comparing Methodologies for Lines and Nodes // 4th Intern. Seminar on Railway Operations Modelling and Analysis, Rome, Italy, 2011. P. 1051–1080.
15. **RMCON, 2009.** RailSys Information Brochure [Online]. <http://www.rmcon.de> (дата обращения: 09.10.2014).

UDC 656.22

**Railway Capacity Estimation Methods. Part II. Parametric Models, Optimization, Simulation**Branishtov S. A.<sup>a</sup>, PhD, Tech., Senior Researcher, pochta-na@mail.ruShirvanyan A. M.<sup>a</sup>, Junior Researcher, Post-Graduate Student, artshirvanyan@mail.ruTumchenok D. A.<sup>a</sup>, Junior Researcher, Post-Graduate Student, dmitriy\_tumchenok@mail.ru<sup>a</sup>V. A. Trapeznikov Institute of Control Sciences of RAS, 65, Profsoiuznaia St., 117342, Moscow, Russian Federation

**Purpose:** Capacity is the main characteristic of a railway track, vital to accurately plan freight transportation and efficiently use the infrastructure and rolling stock. To obtain this characteristic, we use analytical methods, parametric models and simulation. The goal of the research is the analysis and comparison of these approaches. **Results:** It is shown that rail track capacity evaluation via parametric models allows you to find possible ways of infrastructure development depending on the construction cost. There are three types of optimization increasing the track capacity: parametric, structural and functional. You can adjust the parameters of the railway network elements (parametric optimization), replace or change certain problematic elements of the road development scheme (structural optimization) or alter the characteristics of the operations performed at various stages of the road development (functional optimization). A comparative review of railway traffic modeling software tools with capacity analysis functions has shown that not many of them fully exploit all the functions of capacity evaluation and analysis. **Practical relevance:** This work will be helpful for rail service workers: dispatchers, managers, engineers and others.

**Keywords** — Railway Capacity, Railroad, Schedule Compression.

**References**

1. Branishtov S. A., Shirvanyan A. M., Tumchenok D. A. Railway Capacity Estimation Methods. Part I. Analytical Methods of Estimation and Capacity Utilization. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2014, no. 5, pp. 51–57 (In Russian).
2. Krueger H. Parametric Modelling in Rail Capacity Planning. *Proc. of 1999 Winter Simulation Conf.* Piscataway, 1999, pp. 1194–2000.
3. Abril M., Barber F., Ingolotti L., Salido M. A., Tormos P., Lova A. An Assessment of Railway Capacity. *Transportation Research. Part E. Logistics and Transportation Review*, 2008, vol. 44, no. 5, pp. 774–806.
4. Lai Y. C., Barkan C. P. L. An Enhanced Parametric Railway Capacity Evaluation Tool (RCET). *88th Transportation Research Board Annual Meeting*. Washington, USA, 2009, pp. 33–40.
5. *Analiz metodov optimizatsii putevogo razvitiia stantsii* [Analysis of Methods of Optimization of Traveling Development of Stations]. Available at: <http://www.sworld.com.ua/konfer34/398.pdf> (accessed 9 October 2014).
6. Hansen I. A., Pahl J. *Railway Timetable and Traffic*. Hamburg, Eurailpress, 2008. 332 p.
7. Vromans M. J. C. M., Dekker R., Kroon L. G. Reliability and Heterogeneity of Railway Services. *European Journal of Operational Research*, 2006, vol. 172, no. 2, pp. 647–665.
8. Goverde R. M. P. Railway Timetable Stability Analysis Using Max-plus System Theory. *Transportation Research. Part B. Methodological*, 2007, vol. 41, no. 2, pp. 179–201.
9. Tornquist J. Railway Traffic Disturbance Management-an Experimental Analysis of Disturbance Complexity, Management Objectives and Limitations in Planning Horizon. *Transportation Research. Part A. Policy and Practice*, 2007, vol. 41, no. 3, pp. 249–266.
10. Assad A. A. Models for Rail Transportation. *Transportation Research. Part A. General*, 1980, vol. 14, no. 4, pp. 205–220.
11. Cordeau J. F., Toth P., Vigo D. A Survey of Optimization Models for Train Routing and Scheduling. *Transportation Science*, 1998, vol. 32, no. 4, pp. 380–420.
12. Tornquist J. Computer-based Decision Support for Railway Traffic Scheduling and Dispatching: a Review of Models and Algorithms. *5th Workshop on Algorithmic Methods and Models for Optimization of Railways*. Palma de Mallorca, Spain, 2005, pp. 1–23.
13. Pahl J. *Railway Operation and Control*. Mountlake Terrace, USA, VTD Rail Publishing, 2009. 275 p.
14. Kontaxi E. K., Ricci S. Calculation of Railway Network Capacity: Comparing Methodologies for Lines and Nodes. *4th Intern. Seminar on Railway Operations Modelling and Analysis*. Rome, Italy, 2011, pp. 1051–1080.
15. *RMCON, 2009. RailSys Information Brochure* [Online]. Available at: <http://www.rmcon.de> (accessed 9 October 2014).



УДК 004.728.3

## МОДЕЛЬ ПРОЦЕДУРЫ СЛУЧАЙНОГО МНОЖЕСТВЕННОГО ДОСТУПА К СРЕДЕ ТИПА S-ALOHA

М. А. Перегудов<sup>а</sup>, адъюнкт

А. А. Бойко<sup>а</sup>, канд. техн. наук, доцент

<sup>а</sup>Военный учебно-научный центр Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина», Воронеж, РФ

**Постановка проблемы:** при эксплуатации сетей пакетной радиосвязи особое значение имеет оценка эффективности функционирования процедуры случайного множественного доступа к среде типа S-ALOHA такой сети в условиях удаленных информационно-технических воздействий со стороны злоумышленника. Существующие методы не позволяют комплексно оценить эффективность функционирования данной процедуры, поскольку не учитывают эффект от потенциально возможных информационно-технических воздействий, объем доступного временного ресурса и определяют разрозненные показатели — количественный показатель успешности доставки пакетов и качественный показатель стабильности функционирования процедуры случайного множественного доступа. Целью исследования является комплексная количественная оценка эффективности функционирования процедуры случайного множественного доступа к среде типа S-ALOHA для сети пакетной радиосвязи в условиях информационно-технических воздействий. **Результаты:** усовершенствован метод оценки эффективности функционирования процедуры случайного множественного доступа к среде типа S-ALOHA сети пакетной радиосвязи в части учета потенциально возможных информационно-технических воздействий, вероятностей свободного канала, стабильного функционирования и определения комплексного показателя эффективности этой процедуры. Методом индукции получено обобщенное аналитическое решение нахождения предельных вероятностей моделируемых состояний. **Практическая значимость:** модель применима при разработке высокоэффективных алгоритмов, разрешающих коллизии, в процедуре случайного множественного доступа к среде типа S-ALOHA.

**Ключевые слова** — сеть пакетной радиосвязи, S-ALOHA, информационно-техническое воздействие, марковская модель, эффективность.

### Введение

Сегодня в сетях пакетной радиосвязи (СПР) активно применяются информационно-технические воздействия (ИТВ) [1], нарушающие конфиденциальность, целостность и доступность информации на всех уровнях эталонной модели взаимодействия открытых систем (ЭМВОС). Основным способом предупреждения ИТВ на физическом уровне ЭМВОС является внедрение помехозащищенных сигналов, а для вышестоящих уровней — шифрование. Для физического уровня ЭМВОС неизменной уязвимостью является принципиальная невозможность полностью устранить влияние помех, а для вышестоящих уровней потенциальные уязвимости находятся в той части канального уровня, которая отвечает за контроль доступа абонентов к среде (так называемый MAC-подуровень). Эта уязвимость обусловлена тем, что управляющая информация протоколов MAC-подуровня не подвергается шифрованию. Злоумышленник, получив набор идентификационных характеристик СПР, может инициировать взаимодействие с ее элементами, выдавая себя за легитимного абонента. Так, например, в работе [2] показаны некоторые потенциально возможные способы ИТВ на MAC-подуровне для сетей TETRA.

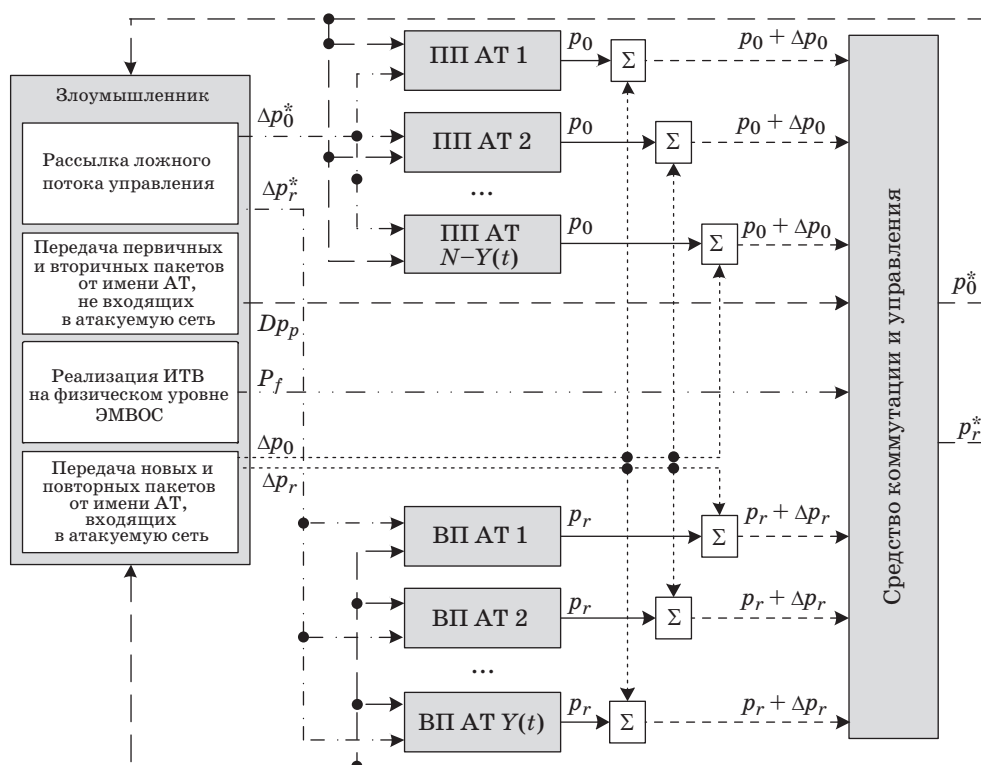
Одной из основных функций MAC-подуровня является обеспечение случайного множественного доступа абонентов СПР к среде (далее — СМДС).

Базовой процедурой СМДС для СПР является S-ALOHA. Она применяется в таких современных стандартах связи, как GSM, TETRA, LTE. На сегодняшний день известен ряд моделей этой процедуры [3–7]. Однако эти модели ориентированы только на определение разрозненных количественного показателя оценки успешности доставки пакетов и качественного показателя оценки стабильности функционирования процедуры СМДС, но не позволяют количественно оценить объем доступного временного ресурса, а также не осуществляют анализ ИТВ. В результате комплексно оценить эффективность функционирования процедуры СМДС типа S-ALOHA для СПР не представляется возможным.

Цель работы — разработка модели, позволяющей комплексно оценивать эффективность функционирования процедуры случайного множественного доступа к среде типа S-ALOHA СПР с учетом потенциально возможных информационно-технических воздействий.

### Описательная модель процедуры СМДС типа S-ALOHA

Описательную модель процедуры СМДС типа S-ALOHA в СПР с учетом результатов работ [2–7] и моделирования злоумышленника представим в виде функциональной схемы (рис. 1). Схема включает абонентские терминалы АТ, средство коммутации и управления СПР и злоумышленника.



■ Рис. 1. Функциональная схема процедуры СМДС типа S-ALOHA

Процедура СМДС затрагивает два канала СПР: канал от АТ к средству коммутации и управления (линия «вверх») и обратно (линия «вниз»).

Каждый из  $N$  АТ, входящих в СПР и конкурирующих между собой за использование канала, может функционировать в режиме первичной ПП или вторичной ВП передачи пакетов с запросом на доступ к среде по линии «вверх». В первом режиме АТ генерирует и передает пакет с вероятностью  $p_0$  в любой дискретный временной интервал  $t$  ( $t = 1, 2, \dots$ ) продолжительностью  $\tau$  (далее — временной слот). Во втором режиме АТ вторично передает пакет с вероятностью  $p_r$  в течение одного временного слота. Одновременно в режиме ВП находятся  $Y(t)$  АТ, а в режиме ПП  $N - Y(t)$  АТ. Вне зависимости от режима каждый АТ за один временной слот не может передать больше одного первичного или вторичного пакета. Передача считается успешной, если только один из  $N$  АТ осуществляет передачу в течение временного слота. В противном случае АТ создают коллизии в канале СМДС и через некоторое время ожидания при неполучении пакета подтверждения успешной доставки переходят в режим ВП. АТ, находящиеся в режиме ВП, не генерируют пакеты и называются самоблокированными [6].

Средство коммутации и управления определяет количество отправленных всеми АТ в каждом временном слоте первичных и вторичных пакетов с запросом на доступ и формирует поток

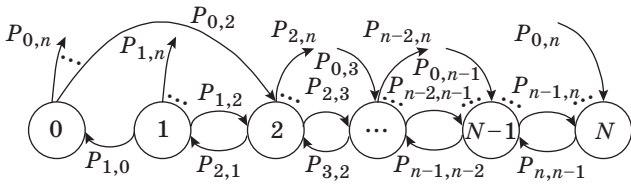
управления по линии «вниз», в котором широковещательно рассылает параметры  $p_0^*$  и  $p_r^*$ . Эти параметры равны вероятностям, с которыми абонентским терминалам рекомендуется передавать пакеты в режимах ПП и ВП соответственно.

Злоумышленник в интересах создания коллизий реализует в каждом временном слоте четыре ИТВ: формирует с вероятностью  $P_f$  помехи на физическом уровне ЭМВОС по линиям «вверх» (по линии «вниз» формирование такой помехи нецелесообразно по причине высокой продолжительности ожидания эффекта); широковещательно рассылает по линии «вниз» ложный поток управления с параметрами  $\Delta p_0^*$  и  $\Delta p_r^*$ ; передает по линии «вверх» с вероятностью  $Dp_p$  первичные и вторичные пакеты от имени  $D$  АТ, не входящих в атакуемую сеть; передает по линии «вверх» с вероятностями  $\Delta p_0$  и  $\Delta p_r$  соответственно первичные и вторичные пакеты от имени  $N$  АТ, входящих в атакуемую сеть.

### Математическая модель процедуры СМДС типа S-ALOHA

Для оценки эффективности функционирования процедуры СМДС типа S-ALOHA ее целесообразно представить в виде предложенной в работе [4] и показанной на рис. 2 цепи Маркова с дискретным временем и дискретными состояниями.

Рассмотрим далее усовершенствованное аналитическое описание вероятностей переходов



■ **Рис. 2.** Граф состояний марковской цепи процедуры СМДС типа S-ALOHA

данной модели с учетом действий злоумышленника, а также новый способ нахождения предельных вероятностей моделируемых состояний, не требующий решения системы линейных алгебраических уравнений.

Модель имеет  $N + 1$  состояний, каждому из которых во временной слот  $t$  соответствует  $Y(t)$  самоблокированных легитимных АТ, находящихся в режиме ВП. Если во временной слот  $t$  АТ одновременно передали  $Y(t)$  пакетов, то в канале СМДС возникает коллизия и переданные пакеты буферизуются в  $Y(t)$  АТ.

Рассматриваемая цепь Маркова описывается матрицей  $\mathbf{P} = [p_{i,j}]$ , где  $i = Y(t)$ ;  $j = Y(t + 1)$ . За один временной слот сеть может переместиться на одно состояние назад (успешная ВП), остаться в том же самом состоянии (передача пакетов не осуществляется, или совершалась одна успешная ПП, или произошла коллизия, вызванная только вторичными пакетами) или перейти на одно или несколько состояний вперед (произошла коллизия, вызванная только первичными пакетами или одновременно первичными и вторичными пакетами). Пусть в текущем временном слоте  $S$  — количество первичных пакетов, одновременно переданных  $N - Y(t)$  АТ;  $Q$  — количество вторичных пакетов, одновременно переданных  $Y(t)$  АТ;  $U$  — количество переданных злоумышленником пакетов от имени  $D$  АТ и (или) наличие ИТВ на физическом уровне ЭМВОС. Тогда вероятность перехода  $p_{i,j}$  примет следующий вид:

$$p_{i,j} = \begin{cases} 0, & \text{если } j \leq i - 2; \\ P_{S=0}P_{Q=1}P_{U=0}, & \text{если } j = i - 1; \\ P_{S=1}P_{Q=0}P_{U=0} + P_{S=1}P_{Q=0}P_{U=1} + \\ + P_{S=0}P_{Q>1} + P_{S=0}P_{Q=0}P_{U=0} + \\ + P_{S=0}P_{Q=0}P_{U=1} + P_{S=0}P_{Q=1}P_{U=1}, & \text{если } j = i; \\ P_{S=1}P_{Q \geq 1}, & \text{если } j = i + 1; \\ P_{S=j-i}, & \text{если } j \geq i + 2, \end{cases} \quad (1)$$

где

$$P_{S=0} = [1 - (p_0 + \Delta p_0)]^{N-i};$$

$$P_{Q=0} = [1 - (p_r + \Delta p_r)]^i;$$

$$P_{U=0} = (1 - Dp_p)(1 - P_f);$$

$$P_{S=1} = (N - i)(p_0 + \Delta p_0)[1 - (p_0 + \Delta p_0)]^{N-i-1};$$

$$P_{Q=1} = i(p_r + \Delta p_r)[1 - (p_r + \Delta p_r)]^{i-1};$$

$$P_{U=1} = (1 - Dp_p)P_f + Dp_p(1 - P_f);$$

$$P_{S=j-i} = C_{j-i}^{N-i}(p_0 + \Delta p_0)^{j-i}[1 - (p_0 + \Delta p_0)]^{N-j};$$

$$P_{Q>1} = 1 - [1 - (p_r + \Delta p_r)]^i -$$

$$- i(p_r + \Delta p_r)[1 - (p_r + \Delta p_r)]^{i-1};$$

$$P_{Q \geq 1} = 1 - [1 - (p_r + \Delta p_r)]^i; \sum_{i=0}^N P_i = 1.$$

Для нахождения предельных вероятностей моделируемых состояний рассматриваемой цепи Маркова традиционно решается однородная система из  $N$  линейных алгебраических уравнений [3, 4]. Решение такой системы не представляет большой вычислительной сложности, но является приближенным. Чем больше АТ входит в СПР, тем большая погрешность будет в решении. Исключение этого недостатка возможно путем нахождения предельных вероятностей моделируемых состояний аналитическим способом. Для этого полученную систему линейных алгебраических уравнений представим в обобщенном виде:

$$\begin{cases} \left( p_{i,i-1} + \sum_{j=2}^N p_{i,j} \right) P_i = p_{i+1,i} P_{i+1}, & \text{если } 0 \leq i < 2; \\ \left( p_{i,i-1} + \sum_{j=i+1}^N p_{i,j} \right) P_i = \\ = p_{i+1,i} P_{i+1} + \sum_{k=0}^{i-1} p_{k,i} P_k, & \text{если } 2 \leq i < N; \\ P_{N,N-1} P_N = \sum_{k=0}^{N-1} (p_{k,N} P_k), & \text{если } i = N. \end{cases} \quad (2)$$

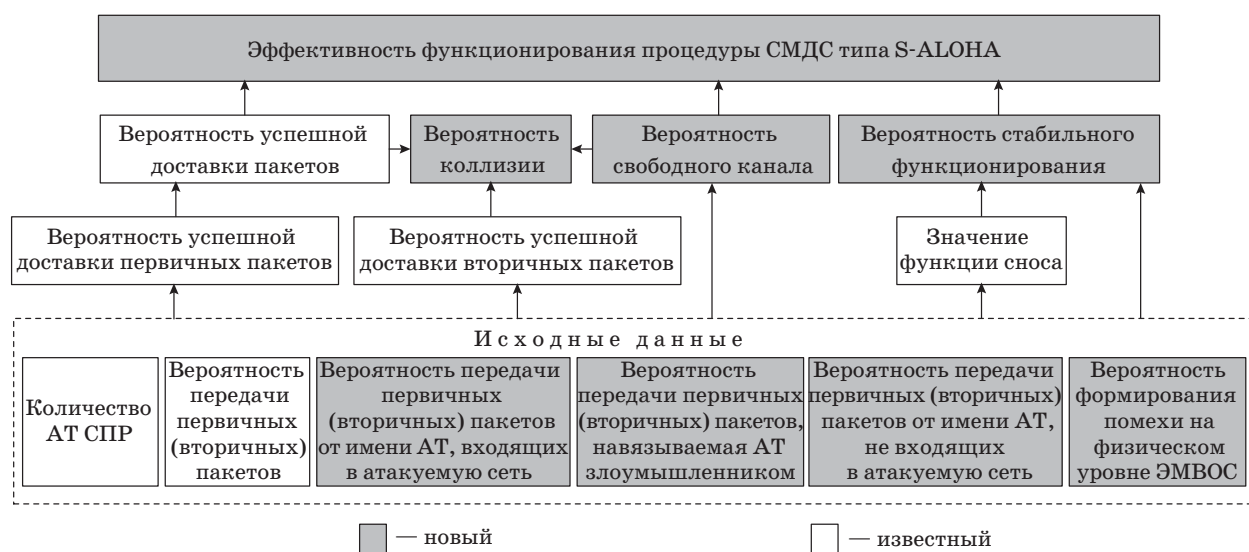
Методом индукции для системы (2) получим аналитическое решение вида

$$P_i = A_i \left( 1 + \sum_{i=1}^N A_i \right)^{-1}, \quad (3)$$

где

$$A_0 = 1; A_1 = (p_{1,0})^{-1} \sum_{j=2}^N p_{0,j}; \forall i \in [2, N] A_i = (p_{i,i-1})^{-1} \left( \sum_{j=i}^N p_{i-1,j} + p_{i-1,i-2} \right) A_{i-1} - \sum_{k=0}^{i-2} (p_{k,i-1} A_k).$$

Полученные с использованием формулы (3) предельные вероятности моделируемых состояний процедуры СМДС типа S-ALOHA и вычисляемая на их основе согласно [3–5] вероятность успешной доставки пакетов малоинформативны для обеспечения возможности защиты от ИТВ. По этой причине для выработки рекомендаций



■ **Рис. 3.** Система показателей оценки эффективности функционирования процедуры СМДС типа S-ALOHA в условиях ИТВ

по управлению процедурой СМДС типа S-ALOHA в условиях ИТВ предлагается использовать систему показателей, представленную на рис. 3.

Система предполагает оценку обобщенного показателя эффективности с учетом трех частных показателей: вероятности успешной доставки пакетов, вероятности свободного канала и вероятности стабильного функционирования. Рассмотрим аналитические зависимости для этих показателей.

**Вероятность успешной доставки пакетов**

С учетом [3–5] и вышеизложенной математической модели вероятность успешной доставки пакетов с запросом на доступ в  $i$ -м состоянии  $P_{sc}(i)$  определим следующим аналитическим отношением, усовершенствованным в части учета ИТВ:

$$\begin{aligned}
 P_{sc}(i) &= P_{sc1}(i) + P_{sc2}(i); P_{sc1}(i) = P_{S=1}P_{Q=0}P_{U=0} = \\
 &= (N-i)(p_0 + \Delta p_0)(1 - (p_0 + \Delta p_0))^{N-i-1} \times \\
 &\quad \times [1 - (p_r + \Delta p_r)]^i (1 - Dp_p)(1 - P_f); \\
 P_{sc2}(i) &= P_{S=0}P_{Q=1}P_{U=0} = \\
 &= [1 - (p_0 + \Delta p_0)]^{N-i} i (p_r + \Delta p_r) \times \\
 &\quad \times [1 - (p_r + \Delta p_r)]^{i-1} (1 - Dp_p)(1 - P_f), \quad (4)
 \end{aligned}$$

где  $P_{sc1}(i)$ ,  $P_{sc2}(i)$  — вероятность успешной доставки первичных и вторичных пакетов.

**Вероятность свободного канала**

Для анализа влияния ИТВ при функционировании процедуры СМДС типа S-ALOHA недоста-

точно определять только вероятность успешной доставки пакетов, поскольку она не учитывает количество свободных временных слотов. Если, например, эта вероятность стремится к минимуму, а вероятность свободного канала (или создания коллизий) стремится к максимуму, для оператора СПР это будет означать ее простаивание (или перегрузку). По этой причине дополнительно введем вероятность свободного канала в  $i$ -м состоянии  $P_{fr}(i)$ , определяемую как

$$\begin{aligned}
 P_{fr}(i) &= P_{S=0}P_{Q=0}P_{U=0} = (1 - (p_0 + \Delta p_0))^{N-i} \times \\
 &\quad \times [1 - (p_r + \Delta p_r)]^i (1 - Dp_p)(1 - P_f). \quad (5)
 \end{aligned}$$

Для удобства анализа также может быть рассчитан показатель  $P_{cl}(i)$ , характеризующий вероятность создания коллизии в канале в  $i$ -м состоянии. С учетом того, что  $P_{cl}(i)$ ,  $P_{fr}(i)$  и  $P_{sc}(i)$  описывают полную группу событий, этот показатель может быть вычислен как

$$P_{cl}(i) = 1 - P_{sc}(i) - P_{fr}(i). \quad (6)$$

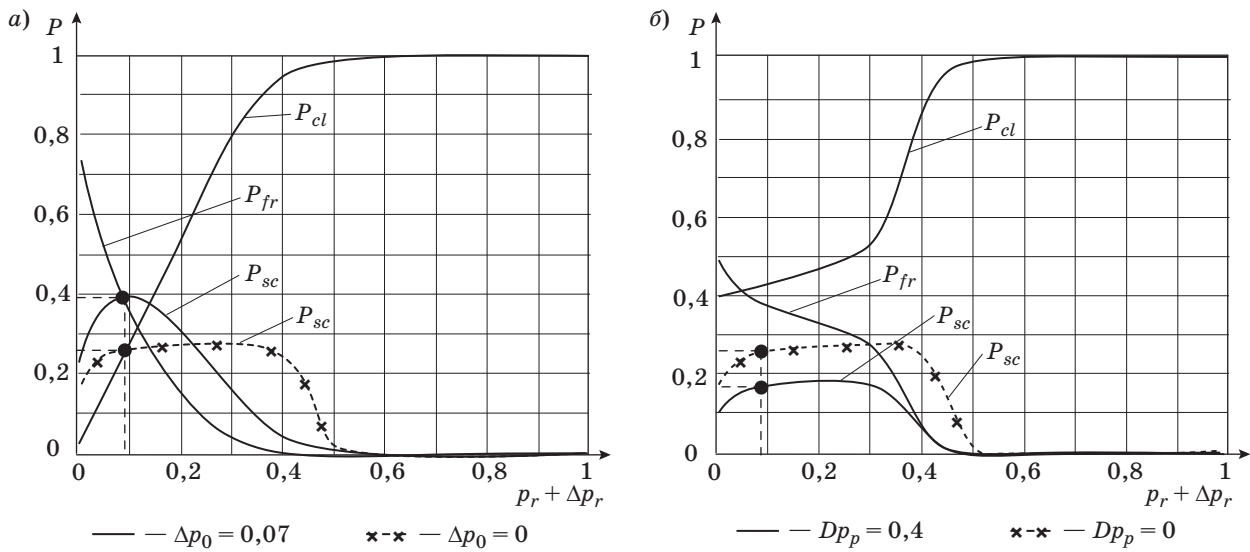
Используя формулы (3)–(6), можно определить вероятности успешной доставки пакетов  $P_{sc}$ , свободного канала  $P_{fr}$  и коллизий  $P_{cl}$  следующим образом:

$$P_{sc} = \sum_{i=0}^N P_i P_{sc}(i); P_{fr} = \sum_{i=0}^N P_i P_{fr}(i); P_{cl} = \sum_{i=0}^N P_i P_{cl}(i). \quad (7)$$

Результаты моделирования СПР с  $N = 10$ ,  $p_0 = 0,03$ ,  $p_r = 0,1$  и различными параметрами ИТВ показаны на рис. 4.

При подмене легитимного потока управления или передаче злоумышленником первичных пакетов от имени АТ, входящих в атакуемую сеть,





■ **Рис. 4.** Зависимости вероятностей успешной доставки пакетов, коллизий и свободного канала от вероятности передачи вторичных пакетов при ИТВ с параметром  $\Delta p_0 = 0,07$  (а) и  $Dp_p = 0,4$  (б)

с параметром  $\Delta p_0 = 0,07$  на рис. 4, а наблюдается увеличение вероятности успешной доставки пакетов. Данный факт объясняется тем, что в результате ИТВ осуществляется насыщение канала первичными пакетами свободных временных слотов, составляющих 68 % от выделенного каналу СМДС общего ресурса, при незначительном количестве коллизий. Данное состояние СПР будем называть состоянием насыщения.

При передаче злоумышленником по каналу СМДС пакетов от имени АТ, не входящих в атакуемую сеть, с вероятностью  $Dp_p = 0,4$  на рис. 4, б видно уменьшение вероятности успешной доставки пакетов. В результате СПР находится в состоянии перенасыщения, приводящем к переполнению канала СМДС пакетами с увеличением количества коллизий в 2 раза.

Варьируя параметром  $\Delta p_r$  от 0 до 0,9, на рис. 4, а можно проследить увеличение вероятности успешной доставки пакетов, а на рис. 4, б — ее уменьшение. Данные изменения связаны, соответственно, с насыщением и перенасыщением пакетами канала СМДС.

**Вероятность стабильного функционирования**

В работах [3–7] отмечается нестабильность функционирования СПР с СМДС типа S-ALOHA из-за наличия коллизий, приводящих при определенном количестве самоблокированных АТ к снижению среднего количества успешных передач за заданный промежуток времени и увеличению количества неуспешных передач за это же время. Это в свою очередь провоцирует постепенное нарастание количества самоблокированных АТ. Мерой стабильности функционирования процедуры СМДС типа S-ALOHA принято считать

функцию сноса  $\xi(i)$  [4, 5], вычисляемую по выражению

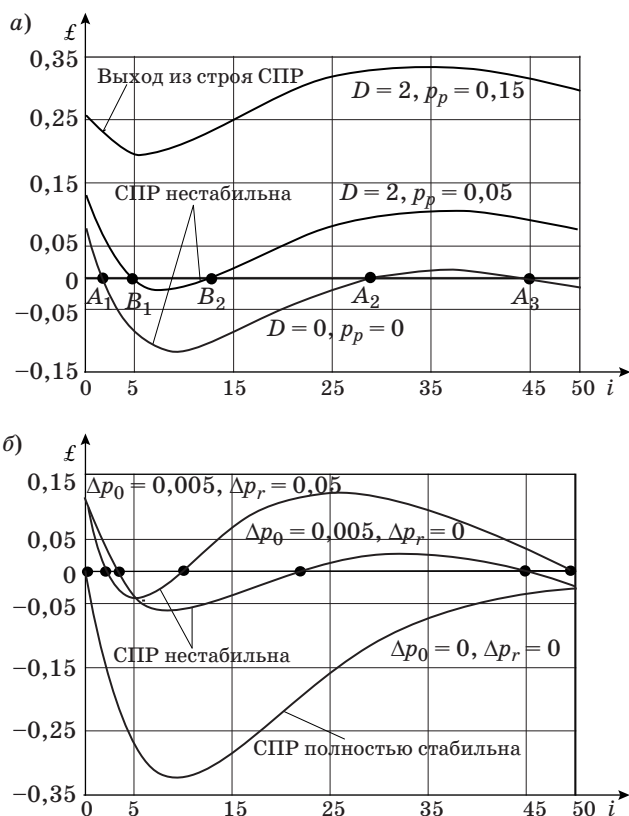
$$\xi(i) = \lambda(i) - P_{sc2}(i), \tag{8}$$

где  $\lambda(i)$  — вероятность прихода первичных пакетов при  $i$  самоблокированных АТ, которую определим с учетом изложенной выше модели:

$$\begin{aligned} \lambda(i) &= P_{S=N-i} + P_{U=1} - P_{Q=0}(P_{S=1}P_{U=0} + P_{S=0}P_{U=1}) = \\ &= (N-i)(p_0 + \Delta p_0) + Dp_p + P_f - (1 - (p_r + \Delta p_r))^i \times \\ &\quad \times \left[ (N-i)(p_0 + \Delta p_0)(1 - (p_0 + \Delta p_0))^{N-i-1} \times \right. \\ &\quad \times \left. \times (1 - Dp_p)(1 - P_f) + (1 - (p_0 + \Delta p_0))^{N-i} \times \right. \\ &\quad \times \left. \times [(1 - Dp_p)P_f + Dp_p(1 - P_f)] \right]. \tag{9} \end{aligned}$$

Если  $\xi(i)$  принимает положительные значения, то считается, что процедура СМДС функционирует нестабильно [4, 5]. Графическое отображение функции сноса демонстрирует три качественных состояния функционирования СПР: нестабильное (рис. 5, а, б), полностью стабильное (рис. 5, б) и выход из строя (рис. 5, а).

Однако функция сноса не дает количественную характеристику состояния СПР, учитывающую прогноз ее поведения при различном числе переданных первичных и вторичных пакетов. Значения, получаемые с ее использованием, позволяют оценить только границы интервалов стабильности и не говорят о том, насколько близко к этим границам находится СПР. Для устранения этого недостатка с учетом (8) предлагается ввести новый показатель  $P_{st}$  — вероятность стабильного функционирования, определяемый как результат отношения ширины области нестабильного



■ Рис. 5. Зависимость функции сноса от количества самоблокированных АТ при ИТВ с параметрами  $D, p_p$  (а) и  $\Delta p_0, \Delta p_r$  (б)

функционирования к ширине всей области функционирования СПР следующим образом:

$$P_{st} = N^{-1} \sum_{i=1}^N G(i); \quad G(i) = \begin{cases} 0, & \text{если } \xi(i) > 0; \\ 1, & \text{если } \xi(i) \leq 0, \end{cases} \quad (10)$$

где  $G(i)$  — функция, определяющая нестабильность функционирования СПР при  $i$  самоблокированных АТ;  $N$  — общее количество АТ такой сети.

Анализ рис. 5 показывает, что даже при малоинтенсивном ИТВ наблюдается резкое снижение вероятности стабильного функционирования процедуры СМДС типа S-ALOHA от стабильного состояния СПР до полного выхода ее из строя. Данный факт свидетельствует о необходимости отслеживать оператору СПР значения показателя  $P_{st}$  в режиме реального времени.

### Эффективность процедуры СМДС типа S-ALOHA

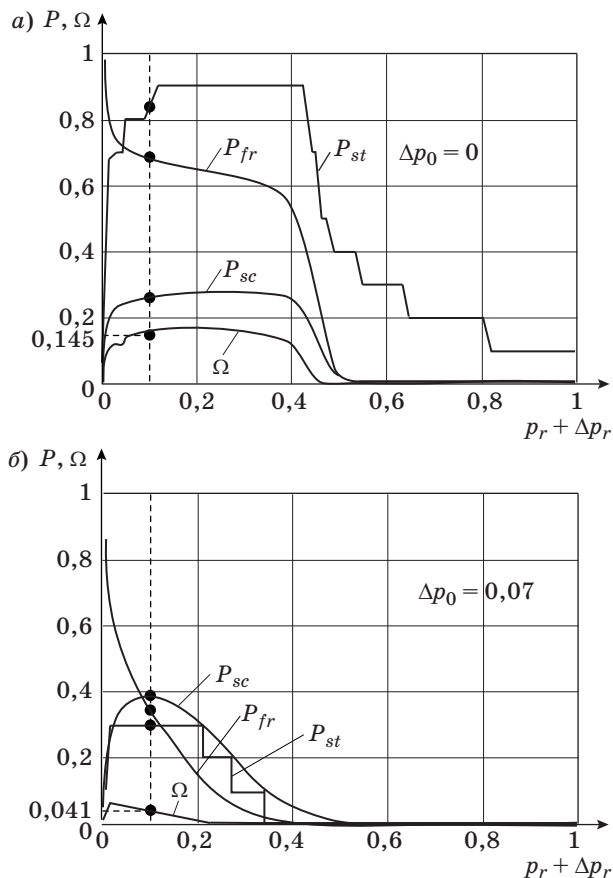
Представляется целесообразным интерпретировать эффективность функционирования процедуры СМДС типа S-ALOHA как вероятность успешной передачи пакета с запросом на доступ

к среде с учетом доступности временного ресурса и текущего уровня стабильности функционирования СПР. Поэтому события, характеризуемые вероятностями  $P_{sc}, P_{fr}$  и  $P_{st}$ , являются независимыми, эффективность функционирования процедуры СМДС типа S-ALOHA  $\Omega$  предлагается рассчитывать следующим образом:

$$\Omega = P_{sc} P_{fr} P_{st}.$$

Зависимости эффективности функционирования процедуры СМДС типа S-ALOHA и вероятностей успешной доставки пакетов, свободного канала и стабильного функционирования от вероятности передачи вторичных пакетов показаны на рис. 6.

Из рисунка видно, что при ИТВ с параметрами  $\Delta p_0 = 0$  (рис. 6, а) и  $\Delta p_0 = 0,07$  (рис. 6, б) на СПР вероятность стабильного функционирования снижается в 2,7 раза, а эффективность функционирования процедуры СМДС — в 3,5 раза. Исходя из этого для обеспечения эффективного функционирования процедуры СМДС типа S-ALOHA требуется своевременный контроль, а также высокие точность и скорость коррекции изложенных в настоящей работе показателей в режиме времени, близком к реальному.



■ Рис. 6. Результаты моделирования функционирования процедуры СМДС типа S-ALOHA: а — ИТВ отсутствует; б — в условиях ИТВ

## Заключение

Таким образом, предложена модель, позволяющая проводить комплексную количественную оценку эффективности функционирования процедуры СМДС типа S-ALOHA сети пакетной радиосвязи с использованием аналитических зависимостей, определяющих вероятности успешной доставки пакетов, свободного канала и стабильного функционирования, базирующихся

на применении методов теории марковских процессов и теории вероятностей и учитывающих потенциально возможные информационно-технические воздействия со стороны злоумышленника, а также предложен аналитический способ нахождения предельных вероятностей моделируемых состояний. Модель применима при разработке высокоэффективных алгоритмов, разрешающих коллизии, в процедуре СМДС типа S-ALOHA.

## Литература

1. Бойко А. А., Дьякова А. В. Способ разработки тестовых удаленных информационно-технических воздействий на пространственно распределенные системы информационно-технических средств // Информационно-управляющие системы. 2014. № 3. С. 84–92.
2. Перегудов М. А., Бойко А. А. Об адаптивной защите транковых сетей связи стандарта TETRA от деструктивного программного воздействия // Техника средств связи: науч.-техн. сб. СПб.: Изд-во Политехн. ун-та, 2013. Вып. 2(141). С. 218–221.
3. Kleinrock L., Lam S. S. On Stability of Packet Switching in a Random Multi-Access Broadcast Channel: Proc. of 7th Hawaii Intern. Conf. on System Sciences: Special Subconf. on Comput. Nets, Honolulu, Hawaii, Jan. 8–10, 1974. P. 73–77.
4. Carleial A. B., Hellman M. E. Bistable Behavior of ALOHA-type Systems // IEEE Trans. Commun. 1975. Vol. COM-23. P. 401–410.
5. Onozato Y., Nogochi S. On the Thrashing Cusp in Slotted ALOHA Systems // IEEE Trans. Commun. 1985. Vol. COM-33. P. 1171–1182.
6. Abramson N. The ALOHA System-Another Alternative for Computer Communications // Fall Joint Comput. Conf.: AFIPS Conf. Proc. 1970. Vol. 37. P. 281–285.
7. Kobayashi H., Onozato Y., Huynh D. An Approximate Method for Design and Analysis of an ALOHA System // IEEE Trans. Commun. 1977. Vol. COM-25. P. 148–158.

UDC 004.728.3

## Model Procedure of Random Multiple Access to the Environment Type S-ALOHA

Peregudov M. A.<sup>a</sup>, Adjunct, maxaperegudov@mail.ru

Boyko A. A.<sup>a</sup>, PhD, Tech., Associate Professor, algeminy@mail.ru

<sup>a</sup>Military Education-Science Center of Military Air Forces «Professor N. E. Zhukovsky and Yu. A. Gagarin Military Air Academy», 54A, Staryh Bolshevikov St., 394064, Voronezh, Russian Federation

**Purpose:** In packet radio networks, you should be able to evaluate the efficiency of random multiple access to the environment type S-ALOHA of such a network under remote infotechnical impacts from an attacker. The existing methods fail to comprehensively assess the efficiency of this procedure because they do not take into account the effect of potential impacts and the amount of the available time resource. Another shortcoming of these methods is determining disparate characteristics: the quantitative indicator of successful package delivery and the qualitative indicator of random multiple access procedure stability. The aim of this research is a comprehensive quantitative assessment of the efficiency of random multiple access to the environment type S-ALOHA for a packet radio network under infotechnical impacts. **Results:** The method of evaluating the efficiency of random multiple access to the environment type S-ALOHA of a packet radio network has been improved by taking into account the potential impacts, probabilities of a free channel, probability of stable functioning and determination of the comprehensive indicator of the efficiency of this procedure. By induction, a generalized analytical solution was obtained about how to find the marginal probabilities of the simulated states. **Practical relevance:** The model can be applied for the development of highly efficient algorithms resolving collisions in the procedure of random multiple access to the environment type S-ALOHA.

**Keywords** – Packet Radio Network, S-ALOHA, Infotechnical Impact, Markov Model.

## References

1. Boyko A. A., D'iakova A. V. The Method of Development of Test Remote Information-Technical Impacts on the Spatial Distribution of Information-Technical Equipment. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2014, no. 3, pp. 84–92 (In Russian).
2. Peregudov M. A., Boyko A. A. About Adaptive Protection of Trunking Communication Networks of Standard of TETRA from Destructive Programming Impact. *Tekhnika sredstv svyazi*, Saint-Petersburg, Politekhnikeskii universitet Publ., 2013, iss. 2(141), pp. 218–221 (In Russian).
3. Kleinrock L., Lam S. S. On Stability of Packet Switching in a Random Multi-Access Broadcast Channel. *Proc. of 7th Hawaii Intern. Conf. on System Sciences. Special Subconf. on Comput. Nets*, Honolulu, Hawaii, Jan. 8–10, 1974, pp. 73–77.
4. Carleial A. B., Hellman M. E. Bistable Behavior of ALOHA-type Systems. *IEEE Trans. Commun.*, 1975, vol. COM-23, pp. 401–410.
5. Onozato Y., Nogochi S. On the Thrashing Cusp in Slotted ALOHA Systems. *IEEE Trans. Commun.*, 1985, vol. COM-33, pp. 1171–1182.
6. Abramson N. The ALOHA System-Another Alternative for Computer Communications. *AFIPS Conf. Proc. "Fall Joint Comput. Conf."*, 1970, vol. 37, pp. 281–285.
7. Kobayashi H., Onozato Y., Huynh D. An Approximate Method for Design and Analysis of an ALOHA System. *IEEE Trans. Commun.*, 1977, vol. COM-25, pp. 148–158.

УДК 681.5.015

# МЕТОД ОЦЕНКИ ПРОПУСКНОЙ СПОСОБНОСТИ АЭРОВОКЗАЛЬНОГО КОМПЛЕКСА С ПОМОЩЬЮ ИМИТАЦИОННОГО МОДЕЛИРОВАНИЯ

**Н. Н. Майоров<sup>а</sup>**, канд. техн. наук, доцент

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

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

**Цель:** для качественной и бесперебойной работы аэропорта необходима слаженная работа множества подразделений и служб, которые в случае возникновения проблемных ситуаций должны быстро принимать меры по их ликвидации. Численность подразделений и служб может меняться в зависимости от суточной загруженности терминала. Целью работы является моделирование пассажирских потоков и работы служб аэропорта для формирования системы принятия решения о качественной работе аэропорта и количестве необходимого персонала для обслуживания пассажиров. **Результаты:** создана математическая имитационная модель пассажиропотоков с использованием агентного моделирования в среде AnyLogic. В модели представлена работа пассажирского терминала аэропорта и реализована работа всех подразделений терминала. **Практическая значимость:** разработанная имитационная модель обладает не только высокой точностью моделирования, но и позволяет всего за считанные минуты получать прогноз пассажиропотока на несколько часов вперед. Имитационная модель учитывает особенности всех важнейших элементов аэропорта, влияющих на пассажиропоток. При запуске модели около 200/300 раз в день генерируется большой объем данных, которые потом должны программно анализироваться, чтобы быть преобразованными для системы принятия решения по управлению службами аэропорта.

**Ключевые слова** — аэропорт, интенсивность, количество мест, моделирование, транспортировка, система массового обслуживания, агентное моделирование.

## Введение

Рост интенсивности полетов и сезонных пиковых нагрузок на аэропорт, необходимость эффективно управлять воздушным движением, жесткие требования к оптимизации структуры и функций подразделений аэропортского комплекса — это основные тенденции развития современных аэропортов [1–4]. Существующая инфраструктура по мере увеличения пассажиропотока может быть не в состоянии обеспечить качественное обслуживание пассажиров и соответствующую логистику в пиковые режимы и, как следствие, требует значительных инвестиций для реорганизации и реконструкции как самого аэропорта, так и прилегающих к нему территорий. Аэропорты в настоящее время становятся основой крупных мультимодальных узлов, части которых чрезвычайно сложны из-за огромного количества составляющих их элементов, многочисленных связей между ними, сложной организации. Задача исследования аэровокзального комплекса актуальна, так как сегодня при изучении аэропортов особую значимость приобретают вопросы: как будут работать все системы в комплексе в зависимости от изменения нагрузки; как изменится пассажиропоток, если одна из служб перейдет на новый режим работы либо будут внедрены новые; что произойдет, если в несколько раз увеличится пассажиропоток? Ответы можно получить только с помощью спе-

циализированных имитационных моделей, которые прогнозируют работу аэропорта и его служб. Так как каждый аэропорт обладает своими особенностями, то невозможно создать одну универсальную имитационную модель и использовать ее на других транспортных объектах.

Поскольку обслуживание пассажиров является основным бизнес-процессом в деятельности аэропорта, то в данной публикации построена именно его имитационная модель. Объектом исследования был выбран пассажирский терминал аэропорта.

## Особенности моделирования пассажиропотока аэровокзала

Аэровокзалы аэропортов предназначены для обслуживания улетающих и прилетающих пассажиров. Их основной технической характеристикой является пропускная способность. Любой сбой вызывает цепную реакцию в других службах, приводящую к задержанию рейсов. При возникновении частных сбоев проверка работы определенной службы производится с привлечением профессионального сотрудника, который замеряет время на обработку пассажира или багажа и после анализа данных предлагает причины сбоев. Такой путь не всегда применим, так как работу некоторых служб нельзя приостановить. Моделируя работу аэровокзала, можно предварительно спрогнозировать места в системе, которые



могут быть источниками задержек, и таким образом заранее избежать сбоев.

При исследовании пассажирских потоков на территории аэропорта особую значимость имеют архитектурные возможности зданий, которые используются в качестве основ инфраструктуры для имитационных моделей.

Ответить на вопросы, касающиеся оценки работы аэропорта, помогает применение инструментов и методов, учитывающих не только статические параметры работы аэропорта, но и динамические факторы, порождающие изменения этих параметров. Одним из таких инструментов является имитационное моделирование, на базе которого можно создать модели для оптимизации работы аэропортового комплекса.

С помощью имитационного моделирования [1–7] можно проводить эксперименты для оценки работы системы, меняя такие параметры, как расписание, график прибытия пассажиров, правила их обслуживания и маршруты перемещения по терминалу, количество оборудования в зонах регистрации, таможни и выдачи багажа, расположение магазинов, вводя случайное возникновение сбоев и т. д.

Вопросы, на которые может ответить имитационное моделирование применительно к аэровокзальному комплексу, разделим на три основные группы:

1) определение количественных показателей: численности персонала; площадей; числа оборудования, стоек, телетрапов, транспорта и т. п.;

2) оптимизация планировок: наилучшее взаимное размещение различных зон, ресурсов; топология конвейерных систем;

3) оптимизация логики функционирования и правил работы: возможность увеличения эффективности работы без дополнительных инвестиций в оборудование за счет оптимизации управления.

Имитационное моделирование должно применяться на всех этапах жизненного цикла аэропортового комплекса. На этапе стратегического планирования оно выступает как инструмент поддержки принятия решений о концепции и параметрах проектируемой системы, анализа производительности комплекса и эффективности инвестиций. При принятии тактических решений оно позволяет избежать ошибок или спрогнозировать необходимые мероприятия, например, при принятии решения о возможности обслуживания еще одной авиакомпании на имеющихся мощностях или при реализации изменений в правилах безопасности. Имитационная модель может быть использована и при оперативном планировании работы служб. В любой системе периодически возникают отклонения (например, задержка рейсов или выход из строя какого-либо

оборудования), поэтому необходимо оперативно принимать решения о перераспределении ресурсов, об изменении графика работы или порядка обслуживания.

### Практическая реализация имитационного моделирования

Аэровокзал аэропорта является логистической [6] системой массового обслуживания пассажиров и их багажа. При увеличении интенсивности пассажиропотока необходимо увеличивать пропускную способность аэровокзала. Известно, что обслуживающая пассажиров система состоит из ряда последовательно установленных в технологическом процессе подсистем (рис. 1).

В каждой из этих подсистем пассажир затрачивает разное время на обслуживание. Данное нормировочное время необходимо закладывать как норматив в имитационную модель. При выходе за его пределы система должна информировать о наличии локального сбоя. Суммарное время обслуживания пассажиров [3] можно представить в развернутом виде в форме линейной суммы переменных:

$$T_{o.п} = \sum_i^N t_i,$$

где  $N$  — количество операций;  $i$  — технологические этапы обработки пассажира;  $t_1$  — проверка пассажира на входе в аэровокзал;  $t_2$  — проверка багажа пассажира при перемещении в аэро-

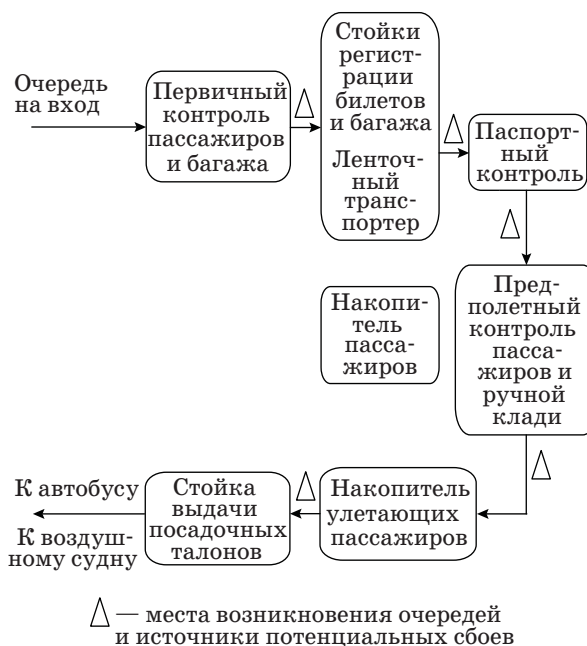


Рис. 1. Логистическая цепь движения улетающих пассажиров

вокзал;  $t_3$  — досмотр багажа пассажира на входе в операционный зал;  $t_4$  — прием и сверка на стойке регистрации паспорта пассажира и багажа;  $t_5$  — набор/считывание компьютером данных о билете пассажиров;  $t_6$  — отрыв контрольного талона для ручной клади и багажа;  $t_7$  — установка багажа на ленту транспортера;  $t_8$  — закрепление талона на ручке багажа;  $t_9$  — ожидание паспортного контроля;  $t_{10}$  — прохождение паспортного контроля;  $t_{11}$  — повторный досмотр пассажира и ручной клади;  $t_{12}$  — ожидание разрешения на посадку;  $t_{13}$  — получение посадочного талона;  $t_{14}$  — проход по телескопическому трапу или посадка в автобус, отправляющийся к самолету.

Учитывая тот факт, что пассажиру надо проходить много мест обслуживания, можно утверждать, что аэровокзал является многоканальной системой массового обслуживания. В этой системе пассажира следует рассматривать как заявку на обслуживание, а накопителями заявок будут залы ожидания, где должна соблюдаться дисциплина обслуживания, т. е. порядок обслуживания поступивших заявок. При создании имитационной модели необходимо закладывать возможность выбора различных законов распределения [5, 6]. На пропускную способность аэровокзала, как вероятностную систему, оказывает влияние интенсивность обслуживания каждого элемента системы (канала обслуживания), т. е. рабочего места сотрудника аэропорта.

Таким образом, пропускная способность аэровокзала зависит от интенсивности обслуживания пассажиров [6, 8]. Для повышения пропускной способности аэровокзалов аэропортов целесообразно повысить интенсивность обслуживания пассажиров. Наиболее проблемными участками, где чаще всего наблюдаются очереди, на основе рассмотренной логистической цепи, являются:

- 1) входной контроль потока пассажиров и багажа;
- 2) стойки регистрации пассажиров и багажа;
- 3) места предполетного досмотра пассажиров и ручной клади;
- 4) залы ожидания пассажиров;
- 5) стойки выдачи посадочных талонов;
- 6) стойки таможенного контроля;
- 7) зоны беспешинной торговли.

Одним из основных элементов взаимодействия пассажиров с работниками аэровокзала являются стойки регистрации, на которых осуществляется проверка билетов и паспортных данных, багажа и ручной клади. С другой стороны, пропускная способность аэровокзала зависит от движения воздушных судов, вместимости воздушного судна, занятости пассажирского перрона, метеословий и других факторов [9, 10]. Для реализации данного участка в имитационную модель вводится

расписание движения воздушных судов за заданный интервал времени.

Интенсивность заполнения пассажиропотоком воздушных судов можно представить в виде математической модели:

$$M[Q]_{\text{отпр}} = \sum_{i=1}^m \lambda_i M[Q_i] f_m,$$

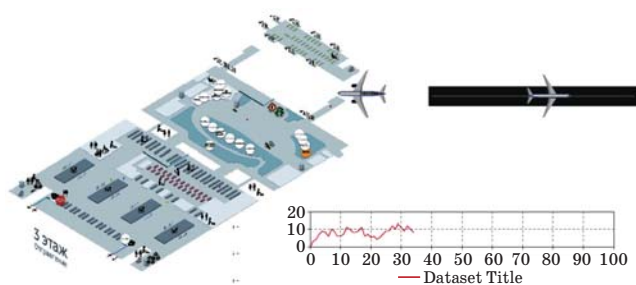
где  $m$  — число воздушных судов;  $\lambda_i$  — интенсивность движения пассажиров в воздушные суда;  $M[Q_i]$  — математическое ожидание количества пассажиров, заполняющих определенное воздушное судно;  $f_m$  — частота подхода воздушных судов к перронам.

Для оптимальной работы аэропорта необходимы оперативность и слаженность работы каждой службы, входящей в состав аэропорта, так как все службы взаимосвязаны между собой и составляют сложную техническую систему. Используя имитационное моделирование как метод оптимизации отдельных узлов аэропорта, мы можем получить степень нагрузки на тот или иной элемент и принимать решения по управлению или модернизации работы отдельного элемента, оценивая и улучшая при этом пропускную способность всего аэропорта.

За основной механизм моделирования было выбрано агентное моделирование. Практической реализацией имитационной модели выбрана среда AnyLogic [7]. Агентное моделирование как раз является инструментом, при помощи которого возможно успешное моделирование сложных адаптивных систем, к которым относится аэропорт. Агентное моделирование позволяет моделировать не агрегированные элементы системы, как это делает, например, системная динамика [7] при помощи системы потоков и накопителей, а напротив, базируется на идее моделирования процессов «снизу-вверх»: в основе модели лежит набор основных элементов, из взаимодействия которых рождается обобщенное поведение системы.

«Возникающее» поведение системы (в нашем случае — аэропорта) представляет собой результат взаимодействия элементов системы. Соответственно, в рамках данного подхода к моделированию возникает необходимость корректно отобразить механизм поведения и взаимодействия элементов системы — «агентов». Агентами в нашем случае являются пассажиры, проходящие на посадку воздушного судна.

В рамках данного исследования была поставлена задача оценки влияния работы отдельных узлов сложной технической системы на пропускную способность аэропорта системы в целом. За основу была взята схема одного этажа нового терминала аэропорта.



■ **Рис. 2.** Модуль имитационной модели по получению статистики по количеству обслуженных судов и интенсивности пассажирских потоков внутри терминала

Оконная форма одного модуля имитационной модели перемещения пассажиров внутри терминала с учетом размещения служб аэропорта отображена на рис. 2.

В результате работы данной имитационной модели мы получаем такие параметры, как статистика обслуженных судов, интенсивность движения, загруженность как отдельных подразделений, так и всего аэропорта системы и ряд других, необходимых для оптимизации работы.

### Заключение

Использование представленных математических моделей и метода агентного моделирования позволило реализовать точную имитационную модель работы аэропорта. В настоящее время разработанную имитационную модель надо применять для оптимизации пассажиропотоков, прогнозирования работы терминала на заданный интервал времени. Разработанная мо-

дель отличается многими достоинствами, среди которых:

- 1) простота использования благодаря агентному моделированию;
- 2) средства визуализации, позволяющие наглядно представить протекающие в терминале пассажирские процессы;
- 3) возможность поддержки иерархической структуры моделей — от единичной операции до аэропортового комплекса в целом;
- 4) возможность внесения в модель учета случайных факторов (отказов оборудования, времени обслуживания, отклонений в расписании и т. п.);
- 5) средства анализа интенсивности пассажиропотока, позволяющие быстро идентифицировать в системе проблемное место и принять меры к его устранению;
- 6) универсальные инструменты для оптимизации параметров и графиков работы.

Основной целью разработанной имитационной модели является достижение не только высокой точности моделирования, но и наивысшей производительности системы, которая позволяет всего за считанные минуты получить прогноз пассажиропотока на несколько часов вперед. Кроме того, имитационная модель учитывает особенности всех важнейших элементов аэропорта, влияющих на пассажиропоток. В настоящее время подобные имитационные модели должны разрабатываться и внедряться для оптимизации пассажиропотоков. На практике симуляция запускается около 200/300 раз в день, при этом генерируется большой объем данных, которые потом необходимо программно анализировать, чтобы перейти на систему принятия решения по управлению службами аэропорта.

### Литература

1. Фетисов В. А., Майоров Н. Н. Практические задачи моделирования транспортных систем: учеб. пособие. — СПб.: ГУАП, 2012. — 185 с.
2. Фетисов В. А., Майоров Н. Н., Таратун В. Е. Имитационное моделирование как метод оптимизации сложной технической системы // Системный анализ и логистика. 2013. Вып. 10. С. 63–69.
3. Русинов И. Я. Организация воздушных перевозок. — М.: Транспорт, 1976. — 184 с.
4. Афанасьев В. Г. Коммерческая эксплуатация международных воздушных линий. — М.: Транспорт, 2002. — 325 с.
5. Игнатьева А. В., Максимцов М. М. Исследование систем управления. — М.: ЮНИТИ-ДАНА, 2003. — 157 с.

6. Майоров Н. Н., Фетисов В. А., Гардюк А. Н. Технологии и методы моделирования пассажирских перевозок на воздушном транспорте. — СПб.: ГУАП, 2014. — 215 с.
7. Фетисов В. А., Майоров Н. Н. Моделирование транспортных процессов. — СПб.: ГУАП, 2011. — 165 с.
8. Правдин Н. В., Негрей В. Я., Подкопаев В. А. Взаимодействие различных видов транспорта (примеры и расчеты). — М.: Транспорт, 1989. — 208 с.
9. Чебраков Ю. В. Методы системного анализа в экспериментальных исследованиях. — СПб.: Изд-во Политехнического ун-та, 1997. — 304 с.
10. Бельский А. С. Исследование операций в транспортных системах: идеи и схемы методов оптимизации планирования. — М.: Мир, 1992. — 584 с.

UDC 681.5.015

### Airport Capacity Simulation Assessment

Maiorov N. N.<sup>a</sup>, PhD, Tech., Lecturer, sciencesuai@yandex.ru

Fetisov V. A.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, fet1@aanet.ru

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

**Purpose:** A modern airport supposes well-coordinated functioning of many units and subdivisions which should promptly react to any contingency. Their number can vary depending on the daily workload of the terminal. The aim of this research is to simulate passenger traffic and airport service functioning to form a decision-making system which would analyze the quality of the airport functioning and the amount of necessary staff. **Results:** A mathematical simulation model of passenger traffic has been developed, using agent-based simulation in AnyLogic environment. The model represents the functioning of a passenger terminal, and simulates the activity of all units and subdivisions of the terminal. **Practical relevance:** The developed simulation model has high precision and good speed. In just a few minutes, you can get a passenger traffic forecast for several hours. The model takes into account the features of all the main elements of the airport affecting the passenger traffic. When the model is run, a huge amount of data is generated 200–300 times a day, to be programmatically analyzed later and converted for the airport management decision-making system.

**Keywords** — Airport, Intensity, Capacity, Simulation, Transportation, Queuing System, Agent-Based Simulation.

### References

1. Fetisov V. A., Maiorov N. N. *Prakticheskie zadachi modelirovaniia transportnykh sistem* [Practical Problems of Modeling of Transport Systems]. Saint-Petersburg, GUAP Publ., 2012. 185 p. (In Russian).
2. Fetisov V. A., Maiorov N. N., Taratun V. E. Simulation Modeling as a Method for Optimizing Complex Technical Systems. *Sistemnyi analiz i logistika*, 2013, vol. 10, pp. 63–69 (In Russian).
3. Rusinov I. Ia. *Organizatsiia vozdukhnykh perevozok* [Organization of Air Traffic]. Moscow, Transport Publ., 1976. 184 p. (In Russian).
4. Afanas'ev V. G. *Kommercheskaia ekspluatatsiia mezhdunarodnykh vozdukhnykh linii* [Commercial Operation of International Air Services]. Moscow, Transport Publ., 2002. 325 p. (In Russian).
5. Ignat'eva A. V., Maksimtsov M. M. *Issledovanie sistem upravleniia* [Research of Management Systems]. Moscow, IuNITI-DANA Publ., 2003. 157 p. (In Russian).
6. Maiorov N. N., Fetisov V. A., Gardiuk A. N. *Tekhnologii i metody modelirovaniia passazhirskikh perevozok na vozdu-*
7. Maiorov N. N., Fetisov V. A. *Modelirovanie transportnykh protsessov* [Modeling of Transport Processes]. GUAP Publ., 2011. 165 p. (In Russian).
8. Pravdin N. V., Negrei V. Ia., Podkopaev V. A. *Vzaimodeistvie razlichnykh vidov transporta (primery i raschety)* [The Interaction of Different Modes of Transport (Examples and Calculations)]. Moscow, Transport Publ., 1989. 208 p. (In Russian).
9. Chebrakov Iu. V. *Metody sistemnogo analiza v eksperimental'nykh issledovaniakh* [System Analysis Methods in Experimental Studies]. Saint-Petersburg, Politekhnikeskii universitet Publ., 1997. 304 p. (In Russian).
10. Belen'kii A. S. *Issledovanie operatsii v transportnykh sistemakh: idei i skhemy metodov optimizatsii planirovaniia* [Operations Research in Transport Systems: the Ideas and Methods of Optimization of Planning Schemes]. Moscow, Mir Publ., 1992. 584 p. (In Russian).



УДК 621.833:628.517.2

## МАТЕМАТИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ РАСЧЕТА ВИБРАЦИИ СТУПЕНИ РЕДУКТОРА

**В. А. Голубков<sup>а</sup>**, канд. техн. наук, доцент

**А. О. Смирнов<sup>а</sup>**, доктор физ.-мат. наук, профессор

**Т. Т. Шарафудинов<sup>а</sup>**, преподаватель

**И. Н. Лукьяненко<sup>а</sup>**, канд. техн. наук, доцент

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

**Цель:** для повышения надежности редукторов с мелкомодульными зубчатыми колесами разработаны различные математические модели расчета вибрации редуктора с учетом некоторых погрешностей изготовления его элементов. Однако эти модели не учитывают процессов проскальзывания в зубчатых зацеплениях. Цель исследования — построение математической модели вибрации редуктора с учетом процессов проскальзывания и определение спектрального состава сил, обусловленных процессами проскальзывания в зубчатых зацеплениях. **Результаты:** построенная математическая модель показала, что с учетом переменной скорости проскальзывания возмущающая сила от процессов проскальзывания, возникающая при взаимодействии рабочих профилей зубьев, модулирована по частоте. В спектр вибрации ступени редуктора основной вклад вносят процессы проскальзывания. В спектре вибрации содержатся гармоники не только возмущающих сил от неточности изготовления элементов опор качения, зубчатых зацеплений и процессов проскальзывания, но и комбинационные гармоники от этих сил и флуктуации жесткости. **Практическая значимость:** применяя предложенную математическую модель, можно более точно проводить расчет вибрации, оценку динамических нагрузок в зонах контакта элементов, а также намного точнее оценивать ресурс работы и надежность редуктора. На стадии проектирования модель позволяет нормировать процессы проскальзывания и технологические погрешности элементов для достижения заданного ресурса работы.

**Ключевые слова** — зубчатое колесо, подшипник, редуктор, вибрация, процессы проскальзывания, зубчатые зацепления.

### Введение

Редукторы с мелкомодульными зубчатыми колесами играют важную роль как в системах специального назначения [1], так и в устройствах бытовой техники. Наличие вибрации ощутимо влияет на точность исполняемых функций этими системами, а также снижает качественные характеристики, такие как надежность и ресурс.

Взаимодействие элементов редуктора приводит к возникновению вибрации, которая определяется технологическими погрешностями изготовления отдельных элементов [2]. Точность изготовления элементов редуктора (зубчатых колес и подшипниковых опор) на стадии производства, а также дефекты, которые возникают в процессе эксплуатации, вследствие износа, значительно влияют на надежность редукторов [3]: увеличивают виброактивность редуктора, повышают динамические нагрузки в зонах контакта элементов редуктора, снижают ресурс его работы. Известны различные математические модели расчета вибрации редукторов с учетом некоторых погрешностей изготовления элементов редуктора, однако эти модели не учитывают процессов проскальзывания в зубчатых зацеплениях. Процессы проскальзывания зубьев в совокупности с неточностью их изготовления повышают виброактивность редуктора, отрицательно

сказываются на износе зубьев и, как следствие, приводят к разрушению редуктора [4].

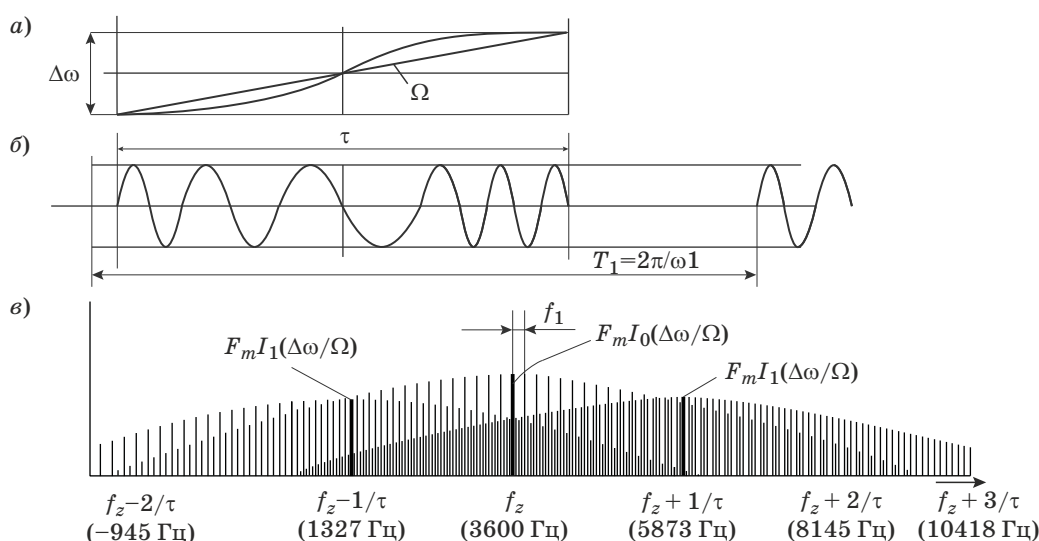
Следовательно, разработка методик, алгоритмов и моделей расчета виброактивности редукторов с учетом этих процессов приобретает большую актуальность.

### Спектральный состав возмущающих сил от процессов проскальзывания

Анализ процессов проскальзывания во взаимодействующих элементах (подшипниках и зубчатых зацеплениях) позволил разработать детерминированные модели сигналов, характеризующие вибрацию.

В результате перемещения пятна контакта возникает высокочастотный сигнал, который можно вычислить из параметров шероховатости и скорости проскальзывания. Волнистость профиля вдоль активной линии зацепления будет приводить к флуктуации пятна и, как следствие, к амплитудной модуляции высокочастотного сигнала [5]. Частота модулирующего сигнала будет определяться периодичностью профиля. С учетом переменной скорости проскальзывания сигнал, возникающий при взаимодействии рабочих профилей зубьев, дополнительно модулирован по частоте и представляет частотно-модулированный сигнал [6, 7]

$$F_{\text{пр}} = F_m(h) \sin(\omega_z t + K_{\text{пр}} \sin \Omega t),$$



■ Спектральный состав возмущающих сил от процессов проскальзывания: *a* — изменение скорости проскальзывания по поверхности; *b* — частотно-модулированный сигнал силы трения; *c* — спектральный состав силы трения при проскальзывании

где  $h$  — погрешность профиля зуба;  $\omega_z$  — зубцовая частота;  $K_{\text{пр}} = \frac{\Delta\omega\tau}{\pi}$  — коэффициент проскальзывания,  $\Delta\omega$  — диапазон изменения частоты;  $\Omega = \frac{\pi}{\tau}$ ,  $\tau = \frac{2\pi\varepsilon_a}{\omega_1 z_1}$  — период зацепления,  $z_1$  — число зубьев шестерни,  $\varepsilon_a$  — коэффициент перекрытия:

$$\varepsilon_a = \left( \left( \frac{z_1^2}{4} \sin^2 \alpha_3 + z_1 + 1 \right)^{1/2} + \left( \frac{z_2^2}{4} \sin^2 \alpha_3 + z_2 + 1 \right)^{1/2} - \frac{z_1 + z_2}{2} \sin \alpha_3 \right) / \pi \cos \alpha_3,$$

$\alpha_3$  — угол зацепления,  $z_2$  — число зубьев колеса.

Частотно-модулированный сигнал, а также его спектральный состав для зубчатого зацепления при  $z_1 = 18$ ;  $z_2 = 25$ ;  $f_{\text{вр}} = 200$  Гц графически представлены на рисунке, где  $I_n(x)$  — функция Бесселя первого рода  $n$ -го порядка от аргумента  $x$ .

Анализ показывает, что возмущающие силы от процессов проскальзывания, возникающие при взаимодействии рабочих профилей зубьев, модулированы по частоте и имеют достаточно широкий спектр частот.

### Расчет вибрации ступени редуктора

Рассмотрим вибрацию ступени редуктора при условии, что вал установлен в неидеальных шарикоподшипниках. Шарикоподшипники и зубчатые зацепления являются упругими элементами, а остальные элементы конструкции,

обладающие существенно большей жесткостью, считаются абсолютно жесткими.

Действительно, исследования показали, что для анализируемого класса роторных систем номинальные частоты вращения значительно меньше критических частот, при которых необходимо учитывать изгибные колебания вала ступени. Таким образом, ступень редуктора можно считать жесткой, а подшипники и зубчатые зацепления — упругими элементами [8].

При составлении уравнений колебания ступени редуктора в качестве обобщенных координат примем координаты  $X_{p2}$ ,  $X_{p3}$ , определяющие положение центра масс ротора в неподвижной системе координат оси  $X_1$ ,  $X_2$ ,  $X_3$ , а также углы  $X_{p4}$ ,  $X_{p5}$ , характеризующие повороты осей вращения ступени редуктора. Оси  $X_1$ ,  $X_2$ ,  $X_3$  — ортогональные, ось  $X_1$  совпадает с осью вращения ступени, а оси  $X_2$ ,  $X_3$  лежат в вертикальной плоскости.

Линейные перемещения ступени в точках расположения подшипников определяются следующим образом:

$$X_{p2L} = X_{p2} + (-1)^{L+1} l_L X_{p4};$$

$$X_{p3L} = X_{p3} + (-1)^{L+1} l_L X_{p5},$$

где  $l_L$  — расстояние от центра масс ступени редуктора до центра масс  $L$ -го подшипника ( $L = 1, 2$ ).

В этом случае уравнение колебаний ротора записывается в виде [4]

$$\begin{aligned} M_p \ddot{X}_{p2} + \sum_{L=1}^2 F_{LX_2} + \sum_{q=1}^2 F_{qX_2} &= \\ = \sum_{L=1}^2 F_{LX_2}^{\text{ст}} + \sum_{L=1}^2 F_{qX_2}^{\text{ст}} + \sum_{q=1}^2 F_{qX_2}^{\text{пр}}; \end{aligned}$$

$$M_p \ddot{X}_{p3} + \sum_{L=1}^2 F_{LX_3} + \sum_{q=1}^2 F_{qX_3} = \\ = \sum_{L=1}^2 F_{LX_3}^{ct} + \sum_{L=1}^2 F_{qX_3}^{ct} + \sum_{q=1}^2 F_{qX_3}^{np};$$

$$J_p \ddot{X}_{p4} + \sum_{L=1}^2 (-1)^{L+1} l_L F_{LX_2} + \sum_{q=1}^2 (-1)^{q+1} l'_q F_{qX_2} = \\ = \sum_{q=1}^2 (-1)^{q+1} l'_q F_{qX_2}^{np};$$

$$J_p \ddot{X}_{p5} + \sum_{L=1}^2 (-1)^{L+1} l_L F_{LX_3} + \sum_{q=1}^2 (-1)^{q+1} l'_q F_{qX_3} = \\ = \sum_{q=1}^2 (-1)^{q+1} l'_q F_{qX_3}^{np},$$

где  $M_p$  — масса ступени;  $J_p$  — момент инерции ротора относительно оси  $X_{p2}$ ,  $X_{p3}$ ;  $F_{LXi}$  — проекция силы упругости, действующей в  $L$ -м подшипнике на ось  $X_i$ ;  $F_{qXi}$  — проекции силы упругости, действующей в  $q$ -м зацеплении ступени на ось  $X_i$ ;  $F_{qXi}^{np}$  — проекции сил проскальзывания, действующих в  $q$ -м зацеплении на ось  $X_i$ ;  $F_{LXi}^{ct}$  — проекция статической силы, действующей в  $L$ -м подшипнике на ось  $X_i$ ;  $F_{qXi}^{ct}$  — проекция статической силы, действующей в  $q$ -м зацеплении на ось  $X_i$ .

Решая уравнения статического равновесия относительно статической деформации, возникающей в местах контакта шариков с кольцами подшипников и зубьев в зубчатых зацеплениях, а также учитывая тот факт, что полная деформация зубчатого колеса имеет вид [9]

$$\delta_{iq} = \delta_{0iq} + \sum_{k,j} (-1)^{k+1} \alpha_{kj} x_{kj} - \Delta h,$$

где  $\delta_{0iq}$  — статическая деформация зацепления;  $\alpha_{kj}$  — конструктивный параметр  $k$ -го колеса в  $j$ -м направлении ( $k = 1$  — шестерня,  $k = 2$  — колесо);  $\Delta h$  — функция профильной ошибки зацепления.

Деформация  $i$ -го шарика подшипника

$$\delta_i = \delta_{0i} + \sum_j \alpha_j x_j - \delta r_1 - \delta r_2 + \delta d,$$

где  $\delta_{0i}$  — статическая деформация  $i$ -го шарика подшипника;  $\alpha_j$  — конструктивный коэффициент шарикоподшипника в  $j$ -м направлении;  $\delta r_1$ ,  $\delta r_2$ ,  $\delta d$  — технологические погрешности наружного, внутреннего колец и разноразмерность шариков. Линеаризуем систему дифференциальных уравнений относительно сил упругости, имеющих нелинейную зависимость от деформаций [2]:

$$F_{упр} = B \delta^{\frac{3}{2}} e(\delta),$$

где  $B$  — конструктивный параметр подшипника или зубчатого зацепления;  $e(\delta)$  — функция контактирования:  $e(\delta) = \begin{cases} 1, & \text{если } \delta > 0 \\ 0, & \text{если } \delta \leq 0 \end{cases}$ .

В результате получаем систему уравнений, описывающих колебания ступени редуктора с учетом жесткостей и вынуждающих сил [2, 10, 11]:

$$M_p \ddot{X}_{p2} + \sum_{L,S,l} X_{pS} C_{L2S'l} \cos(\omega_{L2S'l} t + \varphi_{L2S'l}) + \\ + \sum_{L,S'l} (-1)^{L+1} l_L C_{L2S'l} X_{p(S'+2)} \cos(\omega_{L2S'l} t + \varphi_{L2S'l}) + \\ + \sum_{q,l} C_{q2l}^3 X_{p2} \cos(\omega_{q2l} t + \varphi_{q2l}) + \\ + \sum_{q,l} (-1)^{q+1} l'_q C_{q2l}^3 X_{p4} \cos(\omega_{q2l} t + \varphi_{q2l}) =$$

$$= \sum_{L,K} F_{L2K} \cos(\omega_{L2K} t + \varphi_{L2K}) + \\ + \sum_{q,K} F_{q2K}^3 \cos(\omega_{q2K}^3 t + \varphi_{q2K}) + \\ + \sum_{q,n} F_{q2K}^{np} \cos(\omega_{q2K}^{np} t + \varphi_{q2K});$$

$$M_p \ddot{X}_{p3} + \sum_{L,S,l} X_{pS} C_{L3S'l} \cos(\omega_{L3S'l} t + \varphi_{L3S'l}) + \\ + \sum_{L,S'l} (-1)^{L+1} l_L C_{L3S'l} X_{p(S'+2)} \cos(\omega_{L3S'l} t + \varphi_{L3S'l}) + \\ + \sum_{q,l} C_{q3l}^3 X_{p3} \cos(\omega_{q3l} t + \varphi_{q3l}) + \\ + \sum_{q,l} (-1)^{q+1} l'_q C_{q3l}^3 X_{p5} \cos(\omega_{q3l} t + \varphi_{q3l}) =$$

$$= \sum_{L,K} F_{L3K} \cos(\omega_{L3K} t + \varphi_{L3K}) + \\ + \sum_{q,K} F_{q3K}^3 \cos(\omega_{q3K}^3 t + \varphi_{q3K}) + \\ + \sum_{q,n} F_{q3K}^{np} \cos(\omega_{q3K}^{np} t + \varphi_{q3K});$$

$$J_p \ddot{X}_{p4} + \sum_{L,S,l} (-1)^{L+1} l_L C_{L2S'l} X_{pS} \cos(\omega_{L2S'l} t + \varphi_{L2S'l}) + \\ + \sum_{L,S'l} l_L^2 C_{L2S'l} X_{p(S'+2)} \cos(\omega_{L2S'l} t + \varphi_{L2S'l}) + \\ + \sum_{q,l} (-1)^{q+1} l'_q C_{q2l}^3 X_{p2} \cos(\omega_{q2l} t + \varphi_{q2l}) + \\ + \sum_{q,l} (l'_q)^2 C_{q2l}^3 X_{p4} \cos(\omega_{q2l} t + \varphi_{q2l}) =$$

$$\begin{aligned}
 &= \sum_{L,K} (-1)^{L+1} l_L F_{L2K} \cos(\omega_{L2K} t + \varphi_{L2K}) + \\
 &+ \sum_{q,K} (-1)^{q+1} l'_q F_{q2K}^3 \cos(\omega_{q2K}^3 t + \varphi_{q2K}) + \\
 &+ \sum_{q,K} (-1)^{q+1} l'_q F_{q2K}^{\text{np}} \cos(\omega_{q2K}^{\text{np}} t + \varphi_{q2K}); \\
 J_p \ddot{X}_{p5} + \sum_{L,S,l} (-1)^{L+1} l_L C_{L3Sl} X_{pS} \cos(\omega_{L3Sl} t + \varphi_{L3Sl}) + \\
 &+ \sum_{L,S',l} l_L^2 C_{L3S'l} X_{p(S'+2)} \cos(\omega_{L3S'l} t + \varphi_{L3S'l}) + \\
 &+ \sum_{q,l} (-1)^{q+1} l'_q C_{q3l}^3 X_{p3} \cos(\omega_{q3l} t + \varphi_{q3l}) + \\
 &+ \sum_{q,l} (l'_q)^2 C_{q3l}^3 X_{p5} \cos(\omega_{q3l} t + \varphi_{q3l}) = \\
 &= \sum_{L,K} (-1)^{L+1} l_L F_{L3K} \cos(\omega_{L3K} t + \varphi_{L3K}) + \\
 &+ \sum_{q,K} (-1)^{q+1} l'_q F_{q3K}^3 \cos(\omega_{q3K}^3 t + \varphi_{q3K}) + \\
 &+ \sum_{q,n} (-1)^{q+1} l'_q F_{q3K}^{\text{np}} \cos(\omega_{q3K}^{\text{np}} t + \varphi_{q3K}),
 \end{aligned}$$

где  $C_{LPSl}$  — амплитуда изменения жесткости  $C_{PS}$   $L$ -го подшипника на  $l$ -й частоте;  $F_{LjK}$  — амплитуда вынуждающей силы  $L$ -го подшипника в  $j$ -м направлении на  $K$ -й частоте;  $\omega_{LPSl}$  —  $l$ -я частота изменения жесткости  $C_{PS}$   $L$ -го подшипника;  $\omega_{LjK}$  —  $K$ -я частота вынуждающей силы  $L$ -го подшипника в  $j$ -м направлении;  $\varphi_{LPSl}$  — фаза изменения жесткости  $C_{PS}$  на  $l$ -й частоте  $L$ -го подшипника;  $\varphi_{LjK}$  — фаза вынуждающей силы  $L$ -го подшипника в  $j$ -м направлении на  $K$ -й частоте;  $C_{qjl}^3$  — амплитуда изменения жесткости  $q$ -го зубчатого зацепления на  $l$ -й частоте;  $l'_q$  — расстояние от центра масс ступени редуктора до  $q$ -й шестерни;  $\omega_{qjl}$  —  $l$ -я частота изменения жесткости  $q$ -го зацепления в  $j$ -м направлении;  $F_{qjK}^3$  — амплитуда вынуждающей силы  $q$ -го зацепления в  $j$ -м направлении на  $K$ -й частоте;  $\omega_{qjK}^3$  —  $K$ -я частота вынуждающей силы от дефектов  $q$ -го зацепления в  $j$ -м направлении;  $F_{qjK}^{\text{np}}$  — амплитуда вынуждающих сил от проскальзывания  $q$ -го зацепления в  $j$ -м направлении на  $K$ -й частоте;  $\omega_{qjK}^{\text{np}}$  —  $K$ -я частота вынуждающих сил от проскальзывания  $q$ -го зацепления в  $j$ -м направлении;

$$\begin{aligned}
 L = 1, 2; S = 2, 3; S' = 2, 3; j = 2, 3; l = \overline{0, \infty}; \\
 q = 1, 2; K = \overline{0, \infty}; P = 2, 5.
 \end{aligned}$$

Система дифференциальных уравнений с параметрическими коэффициентами при условиях

$C_{LPS0} \gg C_{LPSl}$ ,  $C_{qj0} \gg C_{qjl}$  решается методом малого параметра. Решение системы имеет вид

$$\begin{aligned}
 X_S = \sum_L \sum_j \sum_K \frac{A_{Sj}(\omega_{LjK}^*)}{\det A(\omega_{LjK}^*)} F_{LjK}^* \cos(\omega_{LjK}^* t + \varphi_{LjK}) + \\
 + \sum_q \sum_j \sum_K \frac{A_{Sj}(\omega_{qjK}^*)}{\det A(\omega_{qjK}^*)} F_{qjK}^* \cos(\omega_{qjK}^* t + \varphi_{qjK}) + \\
 + \sum_q \sum_j \sum_n \frac{A_{Sj}(\omega_{qjK}^{\text{np}})}{\det A(\omega_{qjK}^{\text{np}})} F_{qjK}^{\text{np}} \cos(\omega_{qjK}^{\text{np}} t + \varphi_{qjK}^{\text{np}}) + \\
 + \frac{1}{2} \sum_{L,P,S} \dots \sum_{L,K,j} \frac{A_{SP}(\omega_{LPjK}^* \pm \omega_{LPSl}^*) A_{Sj}(\omega_{LjK}^*) C_{LPSl}^*}{\det A(\omega_{LPjK}^* \pm \omega_{LPSl}^*) \det A(\omega_{LjK}^*)} \times \\
 \times F_{LPjK}^* \cos\left[(\omega_{LPjK}^* \pm \omega_{LPSl}^*) t + \varphi_{LjK} \pm \varphi_{LPSl}\right] + \\
 + \frac{1}{2} \sum_{q,S} \dots \sum_{l,K,j} \frac{A_{Sj}(\omega_{qjK}^* \pm \omega_{qSl}^*) A_{Sj}(\omega_{qjK}^*) C_{qSl}^*}{\det A(\omega_{qjK}^* \pm \omega_{qSl}^*) \det A(\omega_{qjK}^*)} \times \\
 \times F_{qjK}^* \cos\left[(\omega_{qjK}^* \pm \omega_{qSl}^*) t + \varphi_{qjK} \pm \varphi_{qSl}\right] + \\
 + \frac{1}{2} \sum_{q,S} \dots \sum_{l,K,j} \frac{A_{Sj}(\omega_{qjK}^{\text{np}} \pm \omega_{qKl}^*) A_{Sj}(\omega_{qjK}^{\text{np}}) C_{qSl}^*}{\det A(\omega_{qjK}^{\text{np}} \pm \omega_{qKl}^*) \det A(\omega_{qjK}^{\text{np}})} \times \\
 \times F_{qjK}^{\text{np}} \cos\left[(\omega_{qjK}^{\text{np}} \pm \omega_{qSl}^{\text{np}}) t + \varphi_{qjK}^{\text{np}} \pm \varphi_{qSl}\right],
 \end{aligned}$$

где  $S = \overline{2, 5}$ ;  $P = \overline{2, 5}$ ;  $L = 1, 2$ ;  $q = 1, 2$ ;  $j = \overline{2, 5}$ ;  $l = 0, \infty$ ;

$$\omega_{LjK}^* = \begin{cases} \omega_{LjK}, j = 2, 3 \\ \omega_{L(j-2)K}, j = 4, 5 \end{cases};$$

$$\omega_{qjK}^* = \begin{cases} \omega_{qjK}^3, j = 2, 3 \\ \omega_{q(j-2)K}^3, j = 4, 5 \end{cases};$$

$$\omega_{qjK}^{\text{np}} = \begin{cases} \omega_{qjK}^{\text{np}}, j = 2, 3 \\ \omega_{q(j-2)K}^{\text{np}}, j = 4, 5 \end{cases};$$

$$F_{LjK}^* = \begin{cases} \frac{1}{M_p} F_{LjK}, j = 2, 3 \\ \frac{1}{m_\vartheta} (-1)^{L+1} \frac{l_L}{l_1} F_{L(j-2)K}, j = 4, 5 \end{cases};$$

$$F_{qjK}^* = \begin{cases} \frac{1}{M_p} F_{qjK}^3, j = 2, 3 \\ \frac{1}{m_\vartheta} (-1)^{q+1} \frac{l'_q}{l_1} F_{q(j-2)K}^3, j = 4, 5 \end{cases};$$



$$F_{qjK}^{*np} = \begin{cases} \frac{1}{M_p} F_{qjK}^{np}, & j=2, 3 \\ \frac{1}{m_s} (-1)^{q+1} \frac{l'_q}{l_1} F_{q(j-2)K}^{np}, & j=4, 5 \end{cases};$$

$$X_S = \begin{cases} X_{p2}, S=2 \\ X_{p3}, S=3 \\ l_1 X_{p4}, S=4 \\ l_1 X_{p5}, S=5 \end{cases};$$

$$F_{LPjK}^* = \begin{cases} \frac{1}{M_p^2} F_{LjK} \text{ при } j=2, 3; P=2, 3 \\ \frac{1}{m_s M_p} (-1)^{L+1} \frac{l_L}{l_1} F_{L(j-2)K}, j=4, 5; P=2, 3 \\ \frac{1}{m_s M_p} (-1)^{L+1} F_{L(j-2)K}, j=2, 3; P=4, 5 \\ \frac{1}{m_s^2} (-1)^{L+1} \frac{l_L}{l_1} F_{L(j-2)K}, j=4, 5; P=4, 5 \end{cases};$$

$$\omega_{LPSl}^* = \begin{cases} \omega_{LPSl}, S=2, 3; P=2, 3 \\ \omega_{LP(S-2)l}, S=4, 5; P=2, 3 \\ \omega_{L(P-2)Sl}, S=2, 3; P=4, 5 \\ \omega_{L(P-2)(S-2)l}, S=4, 5; P=4, 5 \end{cases};$$

$$\omega_{LPjK}^* = \omega_{LjK}^*;$$

$$C_{LPSl}^* = \begin{cases} C_{LPSl}, S=2, 3; P=2, 3 \\ (-1)^{L+1} C_{LP(S-2)l}, S=4, 5; P=2, 3 \\ (-1)^{L+1} C_{L(P-2)Sl}, S=2, 3; P=4, 5 \\ C_{L(P-2)(S-2)l}, S=4, 5; P=4, 5 \end{cases};$$

$$C_{qSl}^* = \begin{cases} C_{qSl}, S=2, 3; P=2, 3 \\ (-1)^{q+1} C_{q(S-2)l}, S=4, 5; P=2, 3 \\ (-1)^{q+1} C_{qSl}, S=2, 3; P=4, 5 \\ C_{q(S-2)l}, S=4, 5; P=4, 5 \end{cases};$$

$A_{Sj}(\omega)$  — алгебраическое дополнение элемента с номером  $Sj$  определителя матрицы  $A$ :

$$A(\omega) = \begin{vmatrix} a_{11} & a_{12} & a_{13} & a_{14} \\ a_{21} & a_{22} & a_{23} & a_{24} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{34} \\ a_{31} & a_{32} & a_{33} & a_{44} \end{vmatrix};$$

$$a_{11} = \sum_L \Omega_{L220}^2 + \sum_q (\Omega_{q20}^3)^2 - \omega^2; \quad a_{12} = \sum_L \Omega_{L230}^2;$$

$$a_{13} = \sum_L (-1)^{L+1} \frac{l_L}{l_1} \Omega_{L230}^2 + \sum_q (-1)^{q+1} \frac{l'_q}{l_1} (\Omega_{q20}^3)^2;$$

$$a_{14} = \sum_L (-1)^{L+1} \frac{l_L}{l_1} \Omega_{L230}^2; \quad a_{21} = \sum_L \Omega_{L320}^2;$$

$$a_{22} = \sum_L \Omega_{L330}^2 + \sum_q (\Omega_{q30}^3)^2 - \omega^2;$$

$$a_{23} = \sum_L (-1)^{L+1} \frac{l_L}{l_1} \Omega_{L320}^2;$$

$$a_{24} = \sum_L (-1)^{L+1} \frac{l_L}{l_1} \Omega_{L330}^2 + \sum_q (-1)^{q+1} \frac{l'_q}{l_1} (\Omega_{q20}^3)^2;$$

$$a_{31} = \sum_L (-1)^{L+1} \frac{l_L}{l_1} \theta_{L220}^2 + \sum_q (-1)^{q+1} \frac{l'_q}{l_1} (\theta_{q20}^3)^2;$$

$$a_{32} = \sum_L (-1)^{L+1} \frac{l_L}{l_1} \theta_{L230}^2;$$

$$a_{33} = \sum_L \left(\frac{l_L}{l_1}\right)^2 \theta_{L220}^2 + \sum_q \left(\frac{l'_q}{l_1}\right)^2 (\theta_{q20}^3)^2 - \omega^2;$$

$$a_{34} = \sum_L \left(\frac{l_L}{l_1}\right)^2 \theta_{L230}^2 - \omega^2;$$

$$a_{41} = \sum_L (-1)^{L+1} \frac{l_L}{l_1} \theta_{L320}^2;$$

$$a_{42} = \sum_L (-1)^{L+1} \frac{l_L}{l_1} \theta_{L330}^2 + \sum_q (-1)^{q+1} \frac{l'_q}{l_1} (\theta_{q30}^3)^2;$$

$$a_{43} = \sum_L \left(\frac{l_L}{l_1}\right)^2 (\theta_{L320}^2)^2;$$

$$a_{44} = \sum_L \left(\frac{l_L}{l_1}\right)^2 \theta_{L330}^2 + \sum_q \left(\frac{l'_q}{l_1}\right)^2 (\theta_{q20}^3)^2 - \omega^2;$$

$$\Omega_{LjS0}^2 = \frac{C_{LjS0}}{M_p}; \quad (\Omega_{qj0}^3)^2 = \frac{C_{qj0}^3}{M_p}; \quad \theta_{LjS0}^2 = \frac{C_{LjS0}}{m_s};$$

$$(\theta_{qj0}^3)^2 = \frac{C_{qj0}^3}{m_s}; \quad m_s = \frac{J_p}{l_1^2}.$$

В спектре вибрации содержатся гармоники не только возмущающих сил от неточности изготовления элементов опор качения, зубчатых зацеплений и процессов проскальзывания, но и комбинационные гармоники от этих сил и флуктуации жесткости. Процессы проскальзывания в зубчатых зацеплениях редуктора вносят в спектр вибрации большой вклад. Поэтому их необходимо учитывать при моделировании вибрационных процессов.

## Заключение

Разработанная математическая модель вибрации редуктора позволяет более точно проводить расчет вибрации, оценку динамических нагрузок в зонах контакта элементов, а также значи-

тельно точнее оценивать ресурс работы и надежность редуктора. На стадии проектирования позволяет нормировать процессы проскальзывания и технологические погрешности элементов для достижения заданного ресурса работы редуктора.

## Литература

1. Семенова Е. Г. Основы моделирования и диагностики антенных устройств бортовых комплексов. — СПб.: Политехника, 2003. — 186 с.
2. Справочник конструктора точного приборостроения/Г. А. Веркович, Е. Н. Головенкин, В. А. Голубков и др. — Л.: Машиностроение, Ленингр. отделение, 1989. — 792 с.
3. Голубков В. А. К вопросу диагностики изменения технического состояния приборных планетарных редукторов/В. А. Голубков, А. В. Ступин, Т. Т. Шарафудинов, Г. А. Плехоткина; ГУАП. — Л., 1987. — 160 с. Деп. в ЦНИИТЭИ приборостроения, № 3468.
4. Голубков В. А., Голубков А. В., Шарафудинов Т. Т. Анализ вибрации зубчатых зацеплений при проскальзывании зубьев//Завалишинские чтения”13: тр. конф., Санкт-Петербург, 8–12 апреля 2013 г. СПб.: ГУАП, 2013. С. 46–48.
5. Крагельский Б. И., Добычин М. Н., Комбалов В. С. Основы расчетов на трение и износ. — М.: Машиностроение, 1997. — 526 с.
6. Голубков В. А., Голубков А. В., Шарафудинов Т. Т. Анализ влияния процессов проскальзывания на вибрацию зубчатых зацеплений//Завалишинские чтения”14: тр. конф., Санкт-Петербург, 8–12 апреля 2014 г. СПб.: ГУАП, 2014. С. 101–104.
7. Благодарный В. М. Расчет мелкозубчатых передач на износ и прочность. — М.: Машиностроение, 1985. — 128 с.
8. Давыдов И. Ш. Колебания одноступенчатой прямозубой передачи с упругими опорами//Изв. вузов. Машиностроение. 1966. № 12. С. 47–49.
9. Голубков В. А. Расчет деформации элементов зубчатых передач элементов приборных/В. А. Голубков, А. В. Ступин, Т. Т. Шарафудинов; ГУАП. — Л., 1985. — 144 с. — Деп. в ЦНИИТЭИ приборостроения, № 2969.
10. Голубков В. А., Голубков А. В. Моделирование сил, вынуждающих вибрацию в опорах качения//Информационно-управляющие системы. 2010. № 2. С. 75–77.
11. Голубков В. А. Исследование спектральных характеристик вынуждающих сил в зубчатом зацеплении приборных редукторов/В. А. Голубков, А. В. Ступин, А. В. Кулаков, Т. Т. Шарафудинов; ГУАП. — Л., 1987. — 159 с. — Деп. в ЦНИИТЭИ приборостроения, № 3458.

UDC 621.833:628.517.2

### Mathematical Model of Reducer Step Vibration

Golubkov V. A.<sup>a</sup>, PhD, Tech., Associate Professor, viktor-golubkov@yandex.ru

Smirnov A. O.<sup>a</sup>, Dr. Sc., Phys.-Math., Professor, alosm@mail.ru

Sharafudinov T. T.<sup>a</sup>, Lecturer, timsx@mail.ru

Lukyanenko I. N.<sup>a</sup>, PhD, Tech., Associate Professor, irina.n.lukyanenko@gmail.com

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

**Purpose:** To improve the reliability of fine-module gear reducers, various mathematical models have been developed which calculate the reducer vibration taking into account certain manufacturing errors. However, these models ignore teeth slippage. The purpose of this study is building a mathematical model of reducer vibration which takes into account the teeth slippage and determining the spectral composition of the forces caused by the slippage. **Results:** The developed mathematical model has shown that, taking into account the variable slippage velocity, the disturbing force of the slippage occurring during the interaction of the working tooth profiles is modulated in frequency. The slippage contributes to the gear vibration spectrum. The spectrum contains not only the harmonics from the disturbing forces caused by manufacturing inaccuracies in the rolling support elements, gears and slippage, but also the combinatory harmonics from these forces and the stiffness fluctuations. **Practical importance:** The proposed mathematical model allows you to accurately calculate the vibration and the dynamic loads in the element contact zones. You can also estimate the gearbox operational life and reliability of the reducer much more accurately. At the design stage, this model helps to normalize the slippage and eliminate technological errors in the elements to achieve the desired service life of the device.

**Keywords** — Gear, Gear Bearing, Reducer, Vibration, Slippage, Gear Teeth.

## References

1. Semenova E. G. *Osnovy modelirovaniia i diagnostiki antennykh ustroystv bortovykh kompleksov* [Fundamentals of Modeling and Diagnostics Antenna Devices Onboard Complexes]. Saint-Petersburg, Politekhnik Publ., 2003. 186 p. (In Russian).
2. Verkovich G. A., Golovenkin E. N., Golubkov V. A., et al. *Spravochnik konstruktora tochnogo priborostroeniia* [Reference Book for Precision Instruments Designer]. Leningrad, Mashinostroenie Publ., 1989. 792 p. (In Russian).
3. Golubkov V. A., Stupin A. V., Sharafudinov T. T., Plehotkina G. A. *K voprosu diagnostiki izmeneniia tekhnicheskogo sostoiianiia pribornykh planetarnykh reduktorov* [On the Problem of Diagnostic Changes in the Planetary Instrument Gears Technical Condition]. Deposit TsNIITEI priborostroeniia, no. 3468, 1987 (In Russian).
4. Golubkov V. A., Golubkov A. V., Sharafudinov T. T. *Vibration Analysis of Slip Teeth Gearing. Trudy konferentsii "Zavalishinskie chteniia"13*. Saint-Petersburg, GUAP Publ., 2013, pp. 46–48 (In Russian).
5. Kragelsky B. I., Dobychin M. N., Kombalov V. S. *Osnovy raschetov na trenie i iznos* [The Basis for Calculating Friction and Wear]. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1997. 526 p. (In Russian).
6. Golubkov V. A., Golubkov A. V., Sharafudinov T. T. *Analysis of the Impact of Slip Processes on Vibration Gearing. Trudy konferentsii "Zavalishinskie chteniia"14*. Saint-Petersburg, GUAP Publ., 2014, pp. 101–104 (In Russian).
7. Blagodarny V. M. *Raschet melkomodul'nykh zubchatykh peredach na iznos i prochnost* [Calculation of the Fine-Grained Gears Concerning Wear and Durability]. Moscow, Mashinostroenie Publ., 1985. 128 p. (In Russian).
8. Davydov I. Sh. *Fluctuations in Single-Stage Spur Transmission with Elastic Supports. Izvestiia vuzov. Ser. Mashinostroenie*, 1966, no. 12, pp. 47–49 (In Russian).
9. Golubkov V. A., Stupin A. V., Sharafudinov T. T. *Raschet deformatsii elementov zubchatykh peredach* [Calculation of Deformation in Gears and Driving Elements]. Deposit TsNIITEI priborostroeniia, no. 2969, 1985 (In Russian).
10. Golubkov V. A., Golubkov A. V. *Modeling the Forces Causing Vibration in Sliding Supports. Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2010, no. 2(45), pp. 75–77 (In Russian).
11. Golubkov V. A., Stupin A. V., Kulakov A. V., Sharafudinov T. T. *Issledovanie spektral'nykh kharakteristik vynuzhdaiushchikh sil v zubchatom zatseplenii pribornykh reduktorov* [Investigation of Spectral Characteristics of the Driving Forces in the Gearing of Gear Instrument]. Deposit TsNIITEI priborostroeniia, no. 3458, 1987 (In Russian).

## 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-upravlyaiushchie-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>

«BTL» (Узбекистан)

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

и др.

УДК 004.453

## АНАЛИЗ СТРУКТУРЫ ИСХОДНЫХ ФАЙЛОВ ПРОЕКТА ДЛЯ ПРОГРАММИРУЕМЫХ ЛОГИЧЕСКИХ ИНТЕГРАЛЬНЫХ СХЕМ

Г. Н. Мальцев<sup>а</sup>, доктор техн. наук, профессор

А. В. Панкратов<sup>а</sup>, канд. техн. наук, докторант

А. А. Макунин<sup>а</sup>, адъюнкт

<sup>а</sup>Военно-космическая академия им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург, РФ

**Постановка проблемы:** технология автоматизированного проектирования «систем на кристалле» на базе программируемых логических интегральных схем включает всестороннее тестирование проекта. Одним из методических инструментов тестирования является инженерный анализ, позволяющий осуществлять обратное проектирование микроэлектронных изделий на основе изучения их текущего состояния и находить программные ошибки проекта. Для эффективного решения задач инженерного анализа систем на базе программируемых микросхем авторы предлагают методику анализа структуры исходных файлов проекта, позволяющую распознавать блоки программы или группы элементов схемы. **Методы:** анализ структуры исходных файлов проекта программируемой логической интегральной микросхемы на основе перехода от низкоуровневого описания к описанию регистровых передач. **Результаты:** на примере проекта для программируемой логической интегральной микросхемы выявлено, что фреймовая структура с фиксированным размером слов в файлах форматов BIT и RBT позволяет восстанавливать логику работы системы на уровне регистровых передач с последующим восстановлением файлов форматов NCD и XDL. Предложено представление файлов проекта в удобном для определения структурных блоков и выявления внутренних связей проекта формате, представляющем из себя разбитые на фреймы именованные области с комментариями. **Практическая значимость:** полученные результаты позволяют сократить время отладки «систем на кристалле» за счет выявления особенностей конфигурации, проявляющихся в процессе компиляции проекта в генерируемых системой автоматизированного проектирования файлах.

**Ключевые слова** — программируемые логические интегральные микросхемы, исходные файлы проекта, конфигурационный вектор, обратное проектирование.

### Введение

В настоящее время при создании информационно-управляющих систем различного назначения широко используются программируемые логические интегральные схемы (ПЛИС) [1, 2]. На современном этапе ведущей тенденцией развития цифровой техники является применение программируемых микроэлектронных компонентов для реализации не только отдельных блоков, но и проектируемых устройств в целом, вплоть до создания так называемых «систем на кристалле». Наряду с прямыми задачами проектирования таких систем в ряде случаев, например, при анализе программных ошибок или при перепроектировании, решаются задачи обратного проектирования микроэлектронных изделий на ПЛИС.

Обратное проектирование является результатом инженерного анализа [3]. Процесс обратного проектирования (reverse engineering) принято рассматривать как инверсию процесса прямого проектирования — построение по готовому изделию функционального представления высокого уровня, призванное облегчить понимание работы устройства [4]. При инженерном анализе цифровых систем на ПЛИС необходимо оперативно распознавать их архитектуру и принципы работы, и особую ценность представляют сведения о принципах функционирования ПЛИС в данном

конкретном изделии. Эту информацию можно получить из исходных файлов проекта (конфигурационных файлов, файлов регистровых передач и др.). В настоящей статье на примере анализа ПЛИС типа *FPGA* (*Field Programmable Gate Array*), основанных на архитектуре матриц логических элементов, представлено описание структуры исходных файлов проекта для обеспечения процесса обратного проектирования «систем на кристалле».

### Общая характеристика процесса обратного проектирования ПЛИС

В современных условиях процесс обратного проектирования микроэлектронных изделий является существенной частью создания конкурентоспособной продукции и обычно направлен на разработку устройств более эффективных, чем имеющиеся у конкурентов. Обратное проектирование позволяет выявить программные ошибки устройств, полные спецификации на которые отсутствуют. Дополнительная область применения обратного проектирования — перепроектирование на современной элементной базе устаревших компонентов, находящихся в составе долговечного оборудования сложных технических систем. Как показывает анализ, в полупроводниковой промышленности заказчиками перепроектирования являются те, кто интересуется либо техни-



ческой информацией об устройстве, либо компонентами устройства, защищенными патентом [4].

Главные особенности обратного проектирования в сравнении с прямым проектированием состоят в следующем. Отличается, во-первых, порядок следования процессов, составляющих прямое и обратное проектирование, во-вторых, возможности и условия достижения результата. Прямое проектирование представляет собой процесс превращения спецификации в продукт, удовлетворяющий этой спецификации. Между спецификацией и продуктом находятся процессы разработки и изготовления. Соответствующая организация и корректная постановка задач создают возможность реализации всех процессов прямого проектирования и условия получения ожидаемого результата. Обратное проектирование является инверсией прямого проектирования в смысле порядка следования и направленности составляющих его процессов. Задача заключается в построении спецификации на основании анализа продукта. При этом результат обратного проектирования не гарантирован, что является следствием решения в процессе обратного проектирования обратных задач, в общем случае не имеющих решения.

Процесс обратного проектирования включает следующие основные стадии: анализ продукта, извлечение описания продукта промежуточного уровня, анализ описания продукта для построения новой спецификации. По построенной спецификации можно разработать новый продукт, обеспечивающий эффективную реализацию тех или иных функций в другом технологическом базисе [4, 5]. Разработка новой спецификации при перепроектировании ПЛИС может быть автоматизирована, если возможно использовать промежуточные описания программных продуктов, созданных при прямой разработке.

В настоящее время применение современных информационных технологий существенно расширяет возможности инженерного анализа при обратном проектировании. Это обусловлено следующими факторами. Во-первых, методики проектирования становятся более формализованными, все большая часть работы по проектированию реализуется средствами автоматизации. Возникает возможность распознавания блоков программы или группы элементов схемы на основании знания преобразований, производимых компьютерной программой системы автоматизированного проектирования (САПР), одной и той же в разных компаниях-изготовителях. Внутреннюю структуру продукта в этом случае легче исследовать и интерпретировать, чем в случае, когда продукт является результатом проектирования конкретного разработчика, использующего не в полной мере формализованные

методики проектирования. Во-вторых, методики искусственного интеллекта для распознавания образов в исследовании и интерпретации достигли уровня, на котором распознавание структуры в продукте можно выполнить автоматически [6].

Существенной особенностью ПЛИС является то, что алгоритм их функционирования задается конфигурирующей битовой последовательностью, являющейся результатом работы САПР. Поэтому для выявления особенностей работы систем на ПЛИС в процессе их обратного проектирования наряду с анализом выходных электрических сигналов используется анализ конфигурирующей битовой последовательности и промежуточных исходных файлов проекта. Следует отметить, что тестирование ПЛИС по их выходным сигналам является достаточно трудоемким, а вероятность получения правильного результата при анализе выходных сигналов достаточно низкая, и не всегда с результатами такого тестирования удается сопоставить весь функционал работы ПЛИС [5]. В то же время анализ исходных файлов проекта предоставляет широкие возможности обратного проектирования ПЛИС и является наиболее приемлемым способом их инженерного анализа.

Практический интерес представляет инженерный анализ получающих широкое использование в цифровых системах различного назначения ПЛИС типа FPGA, основанных на архитектуре матриц логических элементов, разработки ведущих мировых производителей.

К числу ведущих производителей ПЛИС относится фирма Xilinx, которая предоставляет разработчикам широкий спектр кристаллов с различной технологией производства, степенью интеграции, архитектурой, быстродействием, потребляемой мощностью и напряжением питания. Фирма выпускает линейку ПЛИС в различных типах корпусов и в нескольких вариантах исполнения, включая промышленное, военное и радиационно-стойкое [2, 7]. Кристаллы, выпускаемые фирмой Xilinx, в полной мере реализуют преимущества современных ПЛИС по сравнению с микроэлектронными устройствами с жесткой логикой. К числу достоинств ПЛИС фирмы Xilinx относятся высокие быстродействие и степень интеграции, возможность перепрограммирования непосредственно в системе, наличие мощных инструментов САПР, позволяющих устранить возможные ошибки в процессе проектирования устройства, сравнительно низкая стоимость (в пересчете на один логический вентиль).

При разработке проекта исходных файлов проекта ПЛИС анализируемого типа пишется исходный код на языке HDL (*Hardware Description Language*) [6]. Основным интерес при обратном проектировании таких ПЛИС представляют файлы типов NCD, BIT, XDL, RBT (названия типов

файлов соответствуют их расширениям). Файл с расширением \*.ncd является файлом регистровых передач, который создается САПР по завершении написания программы, если не обнаружены программные ошибки. Этот файл после компиляции преобразуется в файл с расширением \*.bit, который впоследствии с помощью программатора записывается в ПЛИС. Одновременно создаются файлы их текстового отображения с расширениями \*.xdl и \*.rpt: для файла NCD — файл XDL, для файла BIT — файл RPT. В настоящей статье представлено описание структуры этих файлов, которое может быть использовано при обратном проектировании ПЛИС фирмы Xilinx.

### Файлы форматов NCD и XDL

Файлы формата NCD, называемые также файлами регистровых передач (ФРП), несут информацию о том, какие связи и ячейки в ПЛИС должны быть активированы для выполнения функции, предусмотренной проектом. Данные файлы получают путем компиляции из исходного кода проекта, написанного на языке программирования HDL. Из файлов формата NCD с помощью САПР получают файлы формата BIT — конфигурационные файлы.

Процесс получения ФРП представлен на рис. 1, где обозначены:

.vhd — источник кода на языке описания аппаратуры VHDL (*Very high speed integrated circuits Hardware Description Language*);

.v — источник кода на языке описания аппаратуры Verilog;

.syр (*synthesiser report*) — подробный отчет синтезатора, который будет сгенерирован по окончании процесса синтеза. Часть отчета попала в вывод консоли;

.ngd — список соединений для интегрированной программной среды ISE (*Integrated Software Environment*) версии до 6.1i;

.ngc — список соединений для интегрированной программной среды ISE версии старше 6.1i;

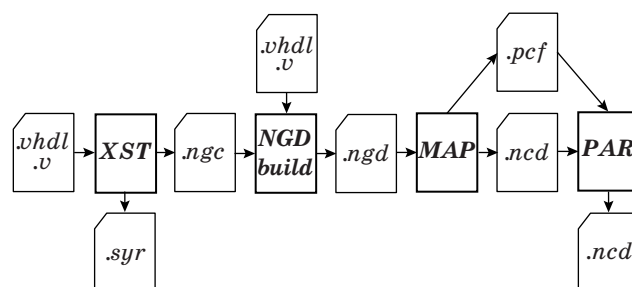
.ncd — файл регистровых передач;

.pcf — список ограничений проекта.

На рис. 1 также выделены следующие программные модули (утилиты) САПР:

XST — утилита-синтезатор (*Xilinx Synthesis Technology*). Преобразует исходное описание проекта в так называемый список связей (*NetList*). Эти связи устанавливаются между специфичными для архитектуры программного обеспечения ПЛИС примитивами (элементарными объектами);

NGD build — утилита-транслятор. Во время трансляции переводит файл списка цепей NGC (*Netlist file with Constraint information*) в файл списка данных NGD (*Native Generic Database*). Файлов NGC может быть несколько, при этом они



■ Рис. 1. Процесс получения ФРП

все будут объединены в один файл. Например, это могут быть уже синтезированные файлы коммерческих компонентов, код которых закрыт;

MAP — утилита отображения. «Упаковывает» примитивы, полученные в результате трансляции в стандартные последовательности (слайсы), а также генерирует файл физических ограничений PCF (*Physical Constraints File*). В результате отображения образуется файл NCD (*Native Circuit Description*), в этом файле учитываются ресурсы конкретной модели ПЛИС;

PAR — средство размещения и трассировки (*Place and Route*). Управляет размещением слайсов, сформированных на предыдущем этапе в матрице логических блоков (*Place*). После этого выполняется трассировка (распределение) связей между сигналами слайсов (*Route*).

Структурно ФРП формата NCD состоят из заголовка и основной части файла. В заголовке содержатся маркеры структуры функциональных ячеек и связей, а также контрольная информация для проверки целостности и настройки синтезатора конфигурационного файла. Эта служебная информация является исходной для анализа основной части файла.

Заголовок ФРП включает в себя следующие элементы:

1) маркер использования стандарта построения ячеек (*XDB — Xilinx Design Build*);

2) маркер использования стандарта построения связей между ячейками (*XDM — Xilinx Design Manager*);

3) количество байт оставшейся части файла после этого блока (*Start Control*). Служит для контроля целостности файла;

4) версию программы NGDBUILD.EXE, построившей данный ФРП (*Version XILINX*);

5) количество байт оставшейся части файла после этого блока (*End Control*). Служит для контроля целостности файла;

6) размер основной части ФРП (*Main Size*).

Основная часть ФРП состоит из блоков, которые могут выполнять одну из следующих функций: быть адресом ячейки ПЛИС; быть адресом связи между этими ячейками; быть определением

того, что будет выполняться в ячейке; быть определением типа связи между ячейками. Как правило, все эти возможные функции ФРП следуют друг за другом для определенной ячейки.

Для формализованного представления структуры файлов формата *NCD* опишем ее с помощью множеств и их элементов. Введем следующие обозначения: множество  $X$  — заголовок файла, множество  $Y$  — основная часть файла. Эти множества содержат непересекающиеся подмножества в качестве информационных единиц — элементов файла.

С учетом введенных обозначений выразим множества  $X$  и  $Y$  через их элементы:

$$X = \{x_0, x_1, \dots, x_n\}, n \in N;$$

$$Y = \{y_0, y_1, \dots, y_m\}, m \in N,$$

где число символов заголовка  $n$  и число символов основной части файла  $m$  в общем случае произвольное и для современных ПЛИС достигает значений  $N = 10^5 - 10^6$ .

Элементы множеств  $X$  представляются в шестнадцатеричном коде:

$\{x_0, \dots, x_{28}\} - XDB, \{x_0, \dots, x_{28}\} = \text{const} (XILINX-XDB 0.1 STUB 0.1 ASCII)$  — показывает версии стандарта построения ячеек *XDB* и преобразователя в кодировку *ASCII*;

$\{x_{29}\} = \{0A\}$  — константа, зарезервировано;

$\{x_{30}, \dots, x_{44}\} - XDM, \{x_{30}, \dots, x_{44}\} = \text{const} (XILINX-XDM V1.6)$  — показывает версию стандарта построения связей между ячейками *XDM*;

$\{x_{45}\} = \{0A\}$  — константа, зарезервировано;

$\{x_{46}, x_{47}, x_{48}\} = \{0x23, 0x23, 0x23\}$  — назначение не выяснено;

$\{x_{49}, \dots, x_{52}\}$  — начальная контрольная сумма;

$\{x_{53}\} = \{3A\}$  — константа, зарезервировано;

$\{x_{54}, \dots, x_{61}\} = \{0x58, 0x6C, 0x78, 0x56, 0x33, 0x32, 0x44, 0x4D\}$  — назначение не выяснено;

$\{x_{62}, \dots, x_{65}\} = \{0x20, 0x20, 0x20, 0x20\}$ ;

$\{x_{69}, \dots, x_{72}\} = \{0x20, 0x20, 0x20, 0x20\}$ .

Элементы множеств  $Y$  представляются в двоичном коде:

$\{y_0, \dots, y_{15}\}$  — размер основной части файла;

$\{y_{16}, \dots, y_{31}\} = \{0b0110010101001110\}$  — назначение не выяснено;

$\{y_i, \dots, y_{i+7}\} = \{0b00101111\}$  — разделитель между блоками.

В процессе обратного проектирования файлам данного типа принадлежит очень важное место. Зная структуру этих файлов, можно считать, что задача распознавания принципа работы данной ПЛИС решена. Распознавание файлов формата *NCD* позволяет выявить внутренние связи между блоками ПЛИС и тип связей, что дает представление о том, как работает данная ПЛИС и какие функции она выполняет. Зная ФРП анализируемого типа ПЛИС, можно последовательно шаг

за шагом восстановить все исходные файлы проекта, созданного для этой ПЛИС.

Полное внутреннее состояние конфигурации памяти программируемых логических устройств *FPGA* содержится в программном файле, называемом *bitstream*. Это состояние при функционировании *FPGA* обычно хранится в памяти типа *SRAM* и загружается из энергонезависимого устройства памяти при каждом включении питания *FPGA*. В мире программного обеспечения изготовителями процессоров общепринято публиковать формат потока двоичных сигналов их продукта в руководстве архитектуры для использования при разработке компиляторов. В мире программирования *FPGA* ситуация противоположная. В настоящее время ни один изготовитель *FPGA* не опубликовал формат файлов *bitstream* своих устройств. Более того, чтобы защитить авторские права разработчиков при передаче устройства заказчику, файл программирования *FPGA* шифруется. Такой кодированный программный файл *bitstream* и загружается из энергонезависимого устройства памяти при включении питания *FPGA* [6].

Задача декомпиляции файла *bitstream*, извлеченного из *SRAM* в готовом устройстве, практически безнадежна. Но если перепроектирование выполняется организацией-разработчиком оригинального устройства на *FPGA*, например, с целью использовать более дешевую в массовом производстве технологию изготовления, то задача декомпиляции может быть решена. Задача декомпиляции файла *bitstream* возникает и при оригинальном проектировании, например, САПР *Xilinx ISE* поддерживает методику проектирования с использованием *hardwaremacro* (предварительно размещенные блоки в матрице элементов *FPGA* вместе с внутренними межсоединениями). Эта же САПР обеспечивает проектировщику возможность преобразования блока, скомпилированного до уровня *bitstream*, в сеть элементов *FPGA*. Таким образом, декомпиляция файла *bitstream FPGA* становится возможной, но только с использованием инструментов, составляющих собственность изготовителя *FPGA*.

Система автоматизированного проектирования *Xilinx ISE* обеспечивает декомпиляцию *FPGA* с помощью файла формата *XDL*. Формат *XDL (Xilinx Design Language)* — это текстовое представление структуры запрограммированной *FPGA*: компиляция и декомпиляция осуществляются программой *xdl.exe*, имеющейся в последних версиях САПР *Xilinx ISE*. Эта программа имеет опции, позволяющие построить файлы отчета (с расширением *.xdlrc*), которые содержат описательную информацию о запрограммированной *FPGA* фирмы *Xilinx*. Файлы отчета имеют формат, отличный от формата *XDL* (поскольку они описывают *FPGA*, а не проектируемое устрой-



ство), и содержат огромный объем информации (несколько гигабайт текста), описывающей всю сетку элементов запрограммированной *FPGA*.

Формат *XDL* фирмой *Xilinx* официально не опубликован. Краткое описание формата *XDL* приводится в руководстве пользователя [8]. Данное текстовое описание вполне доступно для понимания. Оно включает комментарии, которые помогают пользователю в интерпретации файла. Информация, содержащаяся в файле формата *XDL*, полностью описывает настройку конкретной *FPGA* для выполнения функций проектируемого устройства [7]. Для понимания функционирования устройства по описанию в формате *XDL* необходимы функциональные описания элементов и коммутационных блоков конкретного типа *FPGA*. Структурные описания этих элементов и непрограммируемые соединения можно найти в файле отчета.

Файл формата *XDL* может содержать два типа конструкций — блоки (*instances*) и цепи (*nets*). Блок может быть любым логическим элементом в *FPGA*, например, логическим элементом сетки *FPGA* (*slice*), блоком оперативного запоминающего устройства или процессором цифровой обработки сигналов (*DSP block*). Описание цепи содержит название цепи и компонентов блоков, которые связаны этой цепью.

Каждый элемент сетки *FPGA* имеет описание в формате *XDL*. Настройки компонентов внутри описаний элементов везде имеют один и тот же вид: *name::#parameter*. Названия (*name*) компонентов настройки приведены в описании *FPGA*. Значение параметра (*parameter*), отличное от *#OFF*, указывает, что соответствующий компонент используется. Для извлечения структуры устройства, пригодной для перепроектирования *FPGA* в другом технологическом базисе, требуется разработка анализаторов файлов формата *XDL* и файла отчета. Результат работы анализатора файлов формата *XDL* должен быть представлен в виде структурного описания, которое может служить исходными данными для нового проектирования [8].

Знание структуры файлов формата *XDL* позволяет получить те же результаты, что и при распознавании файлов формата *NCD*, так как эти файлы являются взаимополучаемыми с помощью стандартных инструментов САПР. Отличие между ними заключается в том, что файлы формата *XDL* непосредственно воспринимаются человеком, а файлы формата *NCD* являются формализованными и непосредственно человеком не воспринимаются.

### Файлы формата *VIT* и *RVT*

Файлы формата *VIT*, также называемые конфигурационными файлами (КФ), несут информацию, необходимую для непосредственного конфи-

гуирования ПЛИС [9]. КФ получают с помощью САПР в результате генерации из ФРП. После генерации файлы формата *VIT* с помощью программы записываются в ПЛИС, в результате чего ПЛИС может выполнять свои функции согласно своему предназначению.

Схема преобразований при трансляции ФРП в КФ представлена на рис. 2. Очередность выполнения преобразований указана номерами над стрелками. На рисунке введены следующие обозначения:

*bitgen* — модуль САПР, синтезирующий конфигурационный файл для ПЛИС;

*BS\_BITFILE* — объект программного модуля, соответствующий конфигурационному файлу;

*BS\_FDCHIP* — объект программного модуля, соответствующий ограничениям проекта;

*BS\_DB* — объект программного модуля, соответствующий модели ПЛИС;

*TMAPS* — таблица итераций;

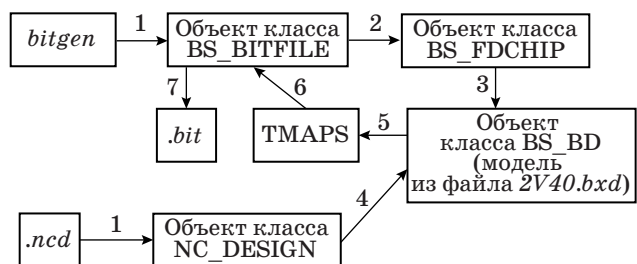
*NC\_DESIGN* — объект программного модуля, соответствующий файлу регистровых передач.

Структурно КФ формата *VIT* состоит из заголовка и основной части файла. Заголовок файла необходим для правильной работы загрузчика ПЛИС, в нем содержится информация о микросхеме, для которой сгенерирован файл, информация для контроля целостности данных и сведения об источнике. Эта служебная информация является исходной для анализа основной части файла.

Заголовок КФ включает в себя следующие элементы:

- 1) маркер начала файла (*Start ID*);
- 2) название ФРП, из которого был сгенерирован КФ (*Name \*.ncd*) и идентификационный номер пользователя (*User ID*), сгенерировавшего КФ;
- 3) структуру ПЛИС, для которой был создан КФ (*Device*);
- 4) дату создания (*Create date*);
- 5) время создания (*Create time*);
- 6) размер основной части КФ (*Main Size*).

Для формализованного представления структуры файлов формата *VIT* опишем ее с помощью множеств и их элементов. Введем следующие



■ Рис. 2. Процесс получения КФ из ФРП



обозначения: множество  $S$  — заголовок файла, множество  $P$  — основная часть файла. Эти множества содержат определенное число элементов, каждый из которых выражает определенную информацию.

С учетом введенных обозначений выразим множества  $S$  и  $P$  через их элементы:

$$S = \{s_0, s_1, \dots, s_n\}, n \in N;$$

$$P = \{p_0, p_1, \dots, p_m\}, m \in N,$$

где число символов заголовка  $n$  и число символов основной части файла  $m$  в общем случае произвольное и для современных ПЛИС достигает значений  $N = 10^3 - 10^4$ .

Элементы множеств  $S$  и  $P$  представляются в шестнадцатеричном виде:

$\{s_0 - s_{12}\}$  — *StartID*,  $\{s_0, s_1, \dots, s_{12}\} = \{0x00, 0x09, 0x0F, 0xF0, 0x0F, 0x0F, 0x0F, 0x0F, 0x0F, 0x0F, 0x00, 0x00, 0x01\}$ ;

$\{s_{13}\} = \{0x61\}$ ,  $\{s_{13}\}$  — начало *Name \*.ncd*;

$\{s_{14}\} = \{0x00\}$  — константа, зарезервировано;

$\{s_{15}\}$  — количество байт, отображающих имя ФРП (+*UserID*);

$\{s_{16}, \dots, s_k\}$  — имя ФРП, из которого сгенерирован КФ,  $k = 20, \dots, 271, k \in N$ ;

$\{s_{k+1}\} = \{3B\}$  — константа, зарезервировано;

$\{s_{k+2}, \dots, s_{k+18}\}$  — *UserID* (может отсутствовать);

$\{s_{k+2}, \dots, s_{k+10}\} = \{55, 73, 65, 72, 49, 44, 3D, 30, 78\}$ ;

$\{s_{k+11}, \dots, s_{k+18}\} = \{46, 46, 46, 46, 46, 46, 46, 46\}$  (по умолчанию);

$\{s_t\} = \{00\}$ ,  $t = (k+2)$ , если *UserID* отсутствует;  $t = (k+19)$ , если *UserID* присутствует,  $t \in N$ ;

$\{s_{t+1}\}$  — начало блока «Семейство ПЛИС, для которой был создан КФ (*Device*)»,  $\{s_{t+1}\} = \{62\}$ ;

$\{s_{t+2}\} = \{00\}$  — константа, зарезервировано;

$\{s_{t+3}\}$  — размер блока;

$\{s_{t+4}, \dots, s_b\}$  — семейство ПЛИС, для которой был создан КФ (*Device*),  $b = (t + 11), \dots, (t + 35)$ ,  $b \in N$ ;

$\{s_{b-2}, s_{b-1}, s_b\}$  — количество ножек (*pin*) у данной ПЛИС;

$\{s_{b+1}\} = \{00\}$  — константа, зарезервировано;

$\{s_{b+2}\}$  — начало блока «Дата создания (*Create date*)»,  $\{s_{b+2}\} = \{63\}$ ;

$\{s_{b+3}\} = \{00\}$  — константа, зарезервировано;

$\{s_{b+4}\}$  — размер блока;

$\{s_{b+5}, \dots, s_{b+14}\}$  — дата создания КФ (гггг/мм/дд);

$\{s_{b+15}\} = \{00\}$  — константа, зарезервировано;

$\{s_{b+16}\}$  — начало блока «Время создания (*Create time*)»,  $\{s_{b+16}\} = \{64\}$ ;

$\{s_{b+17}\} = \{00\}$  — константа, зарезервировано;

$\{s_{b+18}\}$  — размер блока;

$\{s_{b+19}, \dots, s_{b+26}\}$  — время создания КФ (чч/мм/сс);

$\{s_{b+27}\} = \{00\}$  — константа, зарезервировано;

$\{s_{b+28}\}$  — начало блока «Размер основной части КФ (*Main Size*)»,  $\{s_{b+28}\} = \{65\}$ ;

$\{s_{b+29}\}$  — размер блока;

$\{s_{b+30}, s_{b+31}\}$  — размер основной части КФ;

$\{p_0, \dots, p_f\}$  — блок начала основной части,  $f = 0 \pmod{8}$ ;

$\{p_f, \dots, p_m\}$  — конфигурация соединений между программируемыми логическими блоками.

Последовательность КФ представляет собой поток 32-разрядных слов, которые являются или командами, или конфигурируемыми данными. Основная часть КФ состоит из так называемых фреймов [8]. Фрейм данных конфигурации — это последовательность бит данных конфигурации определенной длины. Для каждой микросхемы фирмы Xilinx длина фрейма различна. Если длина бит конфигурации фрейма не кратна 32-разрядному слову, то фрейм дополняется нулевыми битами до полного 32-разрядного слова [10]. Такие фреймы, собственно, и содержат информацию о конфигурации программируемых элементов архитектуры ПЛИС.

Текстовое представление файла формата *VIT* содержится в файле формата *RBT* аналогично тому, как текстовое представление файла формата *NCD* содержится в файле формата *XDL* [11]. Файлы форматов *VIT* и *RBT* используются на первом шаге обратного проектирования как исходный материал для получения файлов *NCD* и *XDL*. Следует отметить, что данное преобразование не является тривиальным и представляет самостоятельным объектом исследований.

## Заключение

Проведенный анализ структуры исходных файлов проекта ПЛИС ориентирован на обеспечение процесса обратного проектирования «систем на кристалле» по файлам конфигурации. Систематизированы и формализованы структуры исходных файлов проекта, которые используются для конфигурирования ПЛИС фирмы Xilinx. Рассмотрены схемы получения этих файлов и их место в общем процессе конфигурирования ПЛИС.

По результатам проведенного анализа можно сделать вывод, что главную роль в процессе конфигурирования ПЛИС играют файлы форматов *NCD* и *VIT*, получаемые в ходе многопроходного компилирования высокоуровневых структур описания на матрицу кристалла. Описание связей между этими файлами и разработка математической модели получения ФРП из КФ является основой инженерного анализа микроэлектронных устройств, использующих программируемую логику.

## Литература

1. Угрюмов Е. П. Цифровая схемотехника. — СПб.: БХВ-Петербург, 2000. — 528 с.
2. Зотов В. Ю. Проектирование встраиваемых микропроцессорных систем на основе ПЛИС фирмы Xilinx в САПР WebPACK ISE. — М.: Горячая линия-Телеком, 2006. — 520 с.
3. Максфилд К. Проектирование на ПЛИС. Курс молодого бойца. — М.: Додэка-XXI, 2007. — 408 с.
4. Beckhoff C., Koch D., Torresen J. Go Ahead: A Partial Reconfiguration Framework // 20th Annual IEEE Int. Symp. on Field-Programmable Custom Comp. Machines, Toronto, Canada, April 29 — May 1, 2012. P. 27–44.
5. Бибило П. Н. Системы моделирования интегральных схем на основе языка VHDL. StateCAD, ModelSim, LeonardoSpectrum. — М.: СОЛОН Пресс, 2005. — 384 с.
6. Сергиенко А. М. VHDL для проектирования вычислительных устройств. — Киев: ЧП «Корнейчук»; ООО «ТИД ДС», 2003. — 208 с.
7. Тарасов И. Е. Разработка цифровых устройств на основе ПЛИС Xilinx с применением языка VHDL. — М.: Горячая линия-Телеком, 2005. — 252 с.
8. Суворова Е. А., Шейнин Ю. Е. Проектирование цифровых схем на VHDL. — СПб.: БХВ-Петербург, 2003. — 576 с.
9. Бритов Г. С., Мироновский Л. А. Автоматизированное проектирование устройств функционального диагностирования // Информационно-управляющие системы. 2010. № 2(45). С. 55–60.
10. Окунев К. Е., Ключарев А. А. Программная модель системы на кристалле // Информационно-управляющие системы. 2010. № 3(46). С. 44–50.
11. Кузелин М. О., Кнышев Д. А., Зотов В. Ю. Современные семейства ПЛИС фирмы Xilinx: справ. пособие. — М.: Горячая линия-Телеком, 2004. — 440 с.

UDC 004.453

## Analysis of Project Source Files for Programmable Logic Integrated Circuits

G. N. Maltsev<sup>a</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, georgy\_maltsev@mail.ruA. V. Pankratov<sup>a</sup>, PhD, Tech., pankratov-av@rambler.ruA. A. Makunin<sup>a</sup>, Post-Graduate Student, lexmak1986@mail.ru<sup>a</sup>A. F. Mozhayskii Military Space Academy, 13, Zhdanovskaia St., 197082, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** "System on a chip" CAD technology on the base of programmable logic integrated circuits includes extensive testing of the project. One of the methodological tools of testing is reverse engineering of microelectronic products when you study a completed product and find its software defects. To make the reverse engineering more efficient, the authors propose a technique for analyzing the structure of the project source files, helping to recognize software blocks or groups of circuit elements. **Method:** The structure of the project source files is analyzed, going from low-level description up to register transfer description. **Results:** By the example of an FPGA project, it was shown that a frame structure with a fixed size of words in files of BIT and RBT formats allows you to recover the logic of the system at the register transfer level, with the subsequent restoration of NCD and XDL files. It was suggested to present the project files in a format of named areas with the comments split into frames. This format is convenient for defining structural blocks and identifying internal connections. **Practical relevance:** The obtained results allow you to reduce the debugging time for "systems on chip" by identifying their configuration features which manifest themselves during the project compilation to CAD-generated files.

**Keywords** — Programmable Logic Integrated Circuits, Configuration Vector, Reverse Engineering.

## References

1. Ugriumov E. P. *Tsifrovaia skhemotekhnika* [Digital Circuitry]. Saint-Petersburg, BHV-Peterburg Publ., 2000. 528 p. (In Russian).
2. Zotov V. Y. *Proektirovanie vstraivaemykh mikroprotsessornykh sistem na osnove PLIS firmy Xilinx v SAPR WebPACK ISE* [Design of Embedded Microprocessor Systems Based on FPGA from Xilinx CAD WebPACK ISE]. Moscow, Goriachaia liniia-Telekom Publ., 2006. 520 p. (In Russian).
3. Maxfield K. The Design Warrior's Guide to FPGA's. Moscow, Dodeka-XXI Publ., 2007. 408 p. (In Russian).
4. Beckhoff C., Koch D., Torresen J. Go Ahead: A Partial Reconfiguration Framework. *20th Annual IEEE Int. Symp. on Field-Programmable Custom Comp. Machines*, Toronto, Canada, April 29 — May 1, 2012, pp. 27–44.
5. Bibilo P. N. *Sistemy proektirovaniia integral'nykh skhem na osnove iazyka VHDL. StateCAD, ModelSim, LeonardoSpectrum* [System Simulation of Integrated Circuits Based on the Language VHDL. StateCAD, ModelSim, LeonardoSpectrum]. Moscow, SOLON Press Publ., 2005. 384 p. (In Russian).
6. Sergienko A. M. *VHDL dlia proektirovaniia vychislitel'nykh ustroistv* [VHDL for the Design of Computing Devices]. Kiev, Korneichuk Publ., TID DS Publ., 2003. 208 p. (In Russian).
7. Tarasov I. E. *Razrabotka tsifrovyykh ustroistv na osnove PLIS Xilinx s primeneniem iazyka VHDL* [Development of Digital Devices Based on Xilinx FPGAs Using Language VHDL]. Moscow, Goriachaia liniia-Telekom Publ., 2005. 252 p. (In Russian).
8. Suvorova E. A., Sheinin Yu. E. *Proektirovanie tsifrovyykh skhem na VHDL* [Design of Digital Circuits on VHDL]. Saint-Petersburg, BHV-Peterburg Publ., 2003. 576 p. (In Russian).
9. Britov G. S., Mironovsky L. A. Automated Design of Devices for Functional Diagnosis. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2010, no. 2, pp. 55–60 (In Russian).
10. Okunev K. E., Kliucharev A. A. The Programming Model of the System-on-a-Chip. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2010, no. 3, pp. 44–50 (In Russian).
11. Kuzelin M. O. *Sovremennye semeistva PLIS firmy Xilinx* [Modern FPGA Families from Xilinx]. Moscow, Goriachaia liniia-Telekom Publ., 2004. 440 p. (In Russian).

УДК 621.391

## КОДИРОВАНИЕ СООБЩЕНИЙ НА ТРАНСПОРТНОМ УРОВНЕ В НЕРАВНОМЕРНЫХ СЕТЯХ

Д. А. Маличенко<sup>а, 1</sup>, программист

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

**Постановка проблемы:** метод транспортного кодирования до сих пор рассматривался в предположении равномерности сети, т. е. в предположении отсутствия у сети подсетей с разной пропускной способностью. В таких сетях скорость транспортного кодирования фиксируется для всех подсетей. Целью работы является увеличение эффективности транспортного кодирования в сетях с нерегулярной структурой за счет использования адаптации транспортного кода по скорости. **Результаты:** предложен метод кодирования на транспортном уровне сети, в котором скорость кода выбирается для каждой подсети с учетом таких параметров, как количество маршрутов, их длина и загрузка подсети. На промежуточных узлах происходит перекодирование сообщений с выбранной скоростью. Проведен расчет выигрыша от адаптации скорости кода с помощью аналитического и имитационного моделирования сетей Клейнрока, состоящих из двух подсетей; выигрыш составил не менее 10 %. **Практическая значимость:** предложенный способ передачи позволяет уменьшить среднюю задержку сообщений за счет учета нерегулярности сети при выборе скорости кода.

**Ключевые слова** — транспортное кодирование, задержка сообщений, сети передачи данных, сети Клейнрока.

### Введение

В работах [1, 2] было предложено транспортное кодирование при передаче сообщений в сетях с коммутацией пакетов. Подробное описание и анализ эффективности этого метода передачи сообщений даны в работах [3–6]. Представим кратко идею транспортного кодирования.

Положим, требуется отправить по сети сообщение, состоящее из  $k$  пакетов. Будем рассматривать пакеты как символы некоторого алфавита. Пусть задан код  $G(n, k)$  над этим алфавитом. Перед отправкой сообщения пакеты кодируются с помощью заданного кода. Вместо исходных  $k$  пакетов отправляются  $n$  закодированных пакетов ( $n > k$ ). Для приема сообщения необходимо, чтобы до адресата дошли хотя бы  $k$  пакетов, тогда сообщение будет считаться принятым.

В работах [1–6] скорость кода  $R = k/n$  фиксирована при передаче от источника до получателя. Нами рассматривается передача в неравномерных сетях, предлагается метод передачи, при котором используется транспортное кодирование с переменной скоростью кода. Под равномерной понимается сеть, которая состоит из одинаковых подсетей. Подсети могут отличаться, например, загрузкой, топологией. В предлагаемом методе в промежуточных узлах, соединяющих подсети, выбирается новое значение скорости, адаптированное для следующей подсети, далее происходит перекодирование сообщения в про-

межуточном узле с новой скоростью. Так как новая скорость кода выбирается неоднократно и с учетом параметров конкретной подсети, то ожидается, что такой способ передачи будет более выгодным в сравнении со случаем с фиксированной скоростью кода.

В работе исследуется эффективность передачи с использованием перекодирования. Для этого рассматривается несколько примеров и производится расчет задержки сообщений, сравниваются задержки для случая с перекодированием и без него. Конкретные коды, используемые для транспортного кодирования [7–11], не рассматриваются.

### Исследование выигрыша от использования перекодирования

Рассмотрим сети, описываемые моделью, приведенной в работах [3–5]. В них считается, что задержка сообщения распределена по экспоненциальному закону

$$F_p(t) = 1 - e^{-t/\bar{t}(\rho)}$$

со средним

$$\bar{t}(\rho) = \frac{\lambda_0}{\mu\gamma} \frac{1}{1-\rho},$$

где  $\rho$  — загрузка сети;  $\lambda_0$  — полный внутренний трафик сети;  $c$  — емкость каналов;  $\gamma$  — полный внешний трафик сети;  $1/\mu$  — средняя длина пакета. Для простоты рассмотрим две сети  $S_1$  и  $S_2$ , соединенные через одну общую точку, которая выбрана для перекодирования. Пусть загрузка одной сети равна  $\rho_1$ , а загрузка второй сети —  $\rho_2$ . Тогда средняя задержка сообщений в сетях равна  $\bar{t}(\rho_1)$  и  $\bar{t}(\rho_2)$  соответственно. Для данной модели

<sup>1</sup> Научный руководитель — профессор, доктор технических наук, директор Института информационных систем и защиты информации, заведующий кафедрой безопасности информационных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения Е. А. Крук.

сети приведена [6] формула для расчета средней задержки кодированных сообщений

$$T = \min_R \left\{ \bar{t}(\rho / R) \sum_{i=k/R-k+1}^{k/R} i^{-1} \right\}. \quad (1)$$

Посчитаем отношение средней задержки сообщений при передаче без перекодирования к средней задержке сообщений при передаче с перекодированием:

$$G = \frac{T_0}{T_1 + T_2}, \quad (2)$$

где  $T_0$  — средняя задержка сообщения без перекодирования;  $T_1, T_2$  — средняя задержка сообщения в сети  $S_1$  и  $S_2$  соответственно. Воспользуемся отношением (2) для оценки выигрыша от применения перекодирования. Для вычисления  $T_0, T_1, T_2$  обратимся к выражению (1), тогда

$$T_0 = \min_R \left\{ \bar{t}(\rho_1 / R) \sum_{i=k/R-k+1}^{k/R} i^{-1} + \bar{t}(\rho_2 / R) \sum_{i=k/R-k+1}^{k/R} i^{-1} \right\};$$

$$T_1 = \min_R \left\{ \bar{t}(\rho_1 / R) \sum_{i=k/R-k+1}^{k/R} i^{-1} \right\};$$

$$T_2 = \min_R \left\{ \bar{t}(\rho_2 / R) \sum_{i=k/R-k+1}^{k/R} i^{-1} \right\}.$$

Подставив выражения для  $T_0, T_1, T_2$  в отношение (2), получим

$$G = \frac{\left( \bar{t}(\rho_1 / R_0) + \bar{t}(\rho_2 / R_0) \right) \times \sum_{i=k/R_0-k+1}^{k/R_0} i^{-1}}{\left( \bar{t}(\rho_1 / R_1) \sum_{i=k/R_1-k+1}^{k/R_1} i^{-1} + \bar{t}(\rho_2 / R_2) \sum_{i=k/R_2-k+1}^{k/R_2} i^{-1} \right)}. \quad (3)$$

Тогда условие выгодности перекодирования принимает вид

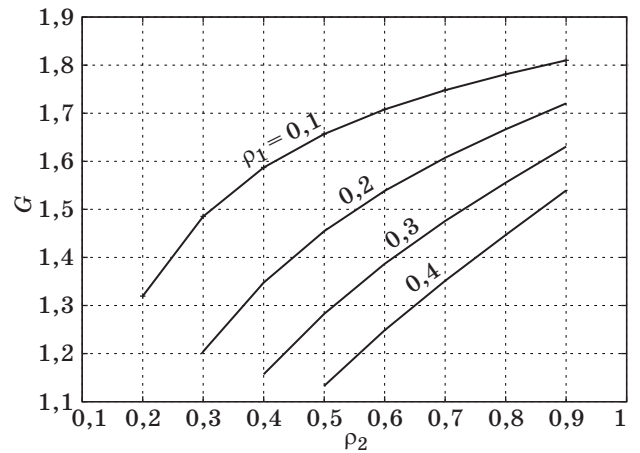
$$\begin{aligned} & \bar{t}(\rho_1 / R_0) \sum_{i=k/R_0-k+1}^{k/R_0} i^{-1} + \bar{t}(\rho_2 / R_0) \sum_{i=k/R_0-k+1}^{k/R_0} i^{-1} > \\ & > \bar{t}(\rho_1 / R_1) \sum_{i=k/R_1-k+1}^{k/R_1} i^{-1} + \bar{t}(\rho_2 / R_2) \sum_{i=k/R_2-k+1}^{k/R_2} i^{-1}. \end{aligned}$$

Графики зависимости выигрыша  $G$  от  $\rho_2$  при фиксированных значениях  $\rho_1$  (рис. 1), полученного расчетом по формуле (3), показывают, что

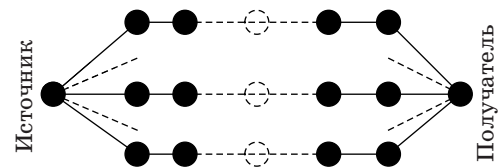
с ростом  $\rho_2 - \rho_1$  выигрыш от использования перекодирования возрастает.

Приведем другой пример, в котором имеется две сети и каждая представляет собой систему параллельных каналов (рис. 2). Подсети соединяются друг с другом через узел, в который сходятся все каналы. Рассмотрим передачу из одной такой подсети в другую с использованием перекодирования (рис. 3).

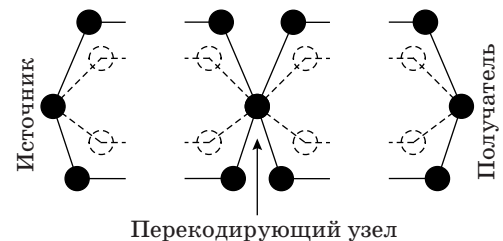
Для расчета выигрыша от перекодирования воспользуемся моделью сети Клейнрока [12], которая описывает передачу сообщения по каналу с помощью системы массового обслуживания. Будем считать, что емкости  $s$  всех каналов одинаковы и средняя длина пакета равна  $1/\mu$ . Задержка одного пакета на пути от источника до получателя представляет собой сумму задержек на каждом канале пути. С учетом приведенной на рис. 3 топологии задержка одного пакета пред-



■ Рис. 1. Выигрыш от перекодирования при разных значениях загрузки подсетей  $\rho_1, \rho_2$



■ Рис. 2. Система с параллельными каналами



■ Рис. 3. Пример двух соседних подсетей



ставляет собой сумму случайных величин, распределенных по одному и тому же экспоненциальному закону со средним  $1/(\mu c)$ . Если загрузка сети мала и очереди системы массового обслуживания пусты, то количество случайных величин, входящих в задержку пакета, будет постоянным. Как известно, сумма одного и того же числа случайных величин, распределенных по одному и тому же экспоненциальному закону, распределена по закону Эрланга. При большой загрузке сети количество случайных величин, входящих в сумму, формирующую задержку пакета, будет примерно одинаковым, но все же отличаться для разных пакетов. В этом случае нельзя говорить о точном соответствии задержки распределению Эрланга. Далее будем использовать распределение Эрланга для приближенного расчета задержки пакета. Функция распределения Эрланга

$$F_r(x) = 1 - e^{-\alpha x} \sum_{i=0}^{r-1} \frac{(\alpha x)^i}{i!},$$

где  $r$  — длина пути, а  $1/\alpha$  — средняя задержка пакета на одном канале. Параметр  $\alpha$  можно рассчитать как отношение длины пути  $\bar{n}$  и задержки пакета на всем пути:

$$\alpha = \frac{\bar{n}}{\bar{t}(\rho)} = \frac{\bar{n}\mu c(1-\rho)}{\bar{n}} = \mu c(1-\rho).$$

Положим  $\mu c = 1$ , тогда  $\alpha = 1 - \rho$ .

В работе [13] описана методика вычисления задержки кодированного сообщения с использованием порядковых статистик [14], если известно распределение задержки пакета. В нашей работе также воспользуемся порядковыми статистиками для расчета задержки кодированного сообщения. Задержка сообщения представляет собой  $k$ -ю порядковую статистику из  $n$  случайных величин, распределенных по закону Эрланга, и вычисляется по формуле

$$T = n C_{n-1}^{k-1} \int_{-\infty}^{\infty} -x \left( 1 - e^{-\alpha x} \sum_{i=0}^{r-1} \frac{(\alpha x)^i}{i!} \right)^{k-1} \times \left( e^{-\alpha x} \sum_{i=0}^{r-1} \frac{(\alpha x)^i}{i!} \right)^{n-k} e^{-\alpha x} \sum_{i=0}^{r-1} (\alpha x)^i \left[ \frac{i}{xi!} - \frac{\alpha}{i!} \right] dx.$$

Перепишем эту формулу в зависимости от  $\bar{n}$ ,  $R$  и  $\rho$ :

$$T(\bar{n}, R, \rho) = \frac{k}{R} C_{k/R-1}^{k-1} \times \int_{-\infty}^{\infty} -x \left( 1 - e^{-(1-\rho)x} \sum_{i=0}^{\bar{n}-1} \frac{((1-\rho)x)^i}{i!} \right)^{k-1} \times$$

$$\times \left( e^{-(1-\rho)x} \sum_{i=0}^{\bar{n}-1} \frac{((1-\rho)x)^i}{i!} \right)^{k/R-k} \times e^{-(1-\rho)x} \sum_{i=0}^{\bar{n}-1} ((1-\rho)x)^i \left[ \frac{i}{xi!} - \frac{(1-\rho)}{i!} \right] dx.$$

Тогда средняя задержка сообщения для передачи без перекодирования

$$T_0 = \min_R \{ T(\bar{n}_1 + \bar{n}_2, R, \rho) \};$$

средняя задержка сообщения на участке от источника сообщений до перекодировывающего узла

$$T_1 = \min_R \{ T(\bar{n}_1, R, \rho) \};$$

средняя задержка сообщения на участке от перекодировывающего узла до узла-получателя

$$T_2 = \min_R \{ T(\bar{n}_2, R, \rho) \}.$$

В результате выигрыш от применения перекодирования

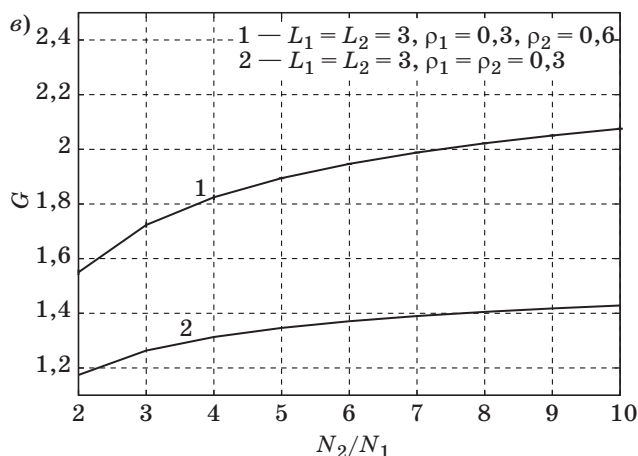
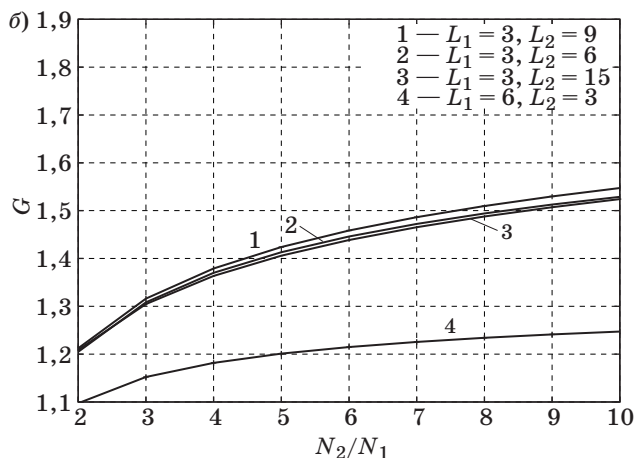
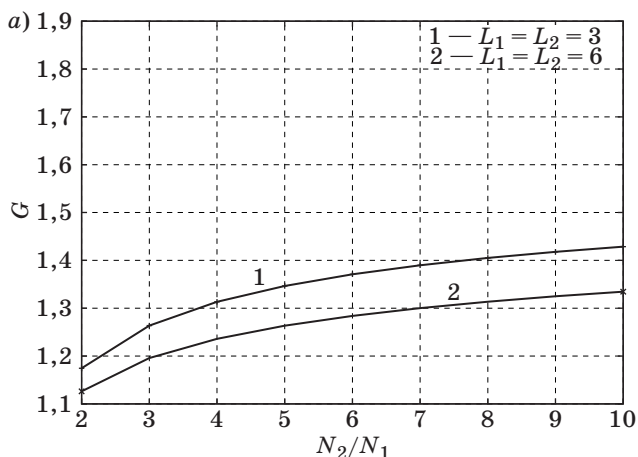
$$G = \frac{\min_R \{ T(\bar{n}_1 + \bar{n}_2, R, \rho) \}}{\min_R \{ T(\bar{n}_1, R, \rho) \} + \min_R \{ T(\bar{n}_2, R, \rho) \}}. \quad (4)$$

В данной работе рассматриваются сети, для которых выполняются следующие условия:

- 1) оптимальные скорости кодирования в подсетях отличаются;
- 2) использование транспортного кодирования в подсетях дает разный выигрыш.

Рассмотрим зависимость выигрыша от использования перекодирования (4) от отношения количества путей в подсетях ( $N_2/N_1, N_1 = 8$ ) при длине информационного сообщения  $k = 8$  пакетов и следующих длинах путей в подсетях:  $L_1 = L_2 = 3$ ,  $L_1 = L_2 = 6$ . Как видно из рис. 4, а, наличие перекода в количестве путей в подсетях приводит к выигрышу при использовании перекодирования, с ростом различия количества путей в подсетях  $N_2-N_1$  растет выигрыш от перекодирования. На рис. 4, б представлена та же зависимость для случая, когда длина путей в подсетях отличается. Этот график требует более подробного разъяснения. Кривые 2 и 4 соответствуют ситуации, в которой длина путей одной подсети равна 3, длина путей в другой подсети 6, при этом сами подсети разные, так как количество путей во второй подсети больше. В первом случае  $L_2 = 6$ , а во втором случае  $L_2 = 3$ . Увеличение количества маршрутов для случая коротких и длинных путей дает разный выигрыш от самого транспортного кодирования, поэтому и выигрыш от перекодирования сильно отличается.

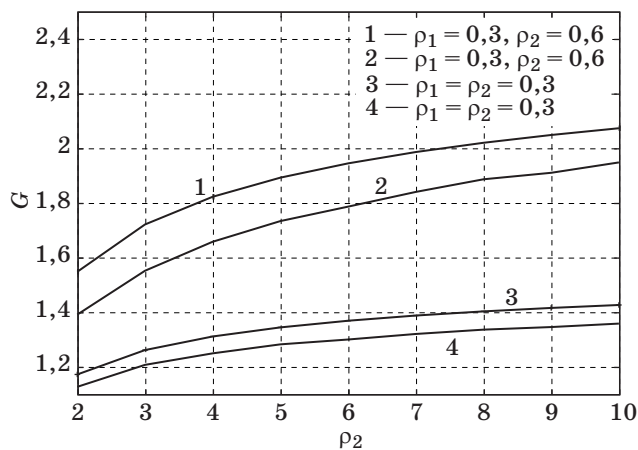
Для этой же модели сети рассмотрим выигрыш от перекодирования в случае разных загрузок



■ **Рис. 4.** Выигрыш от перекодирования для системы с параллельными каналами в зависимости от отношения количества путей в подсетях для случая: *a* — равных длин путей; *б* — различных длин путей; *в* — равных длин путей и различных загрузок сети

сети. Для этого необходимо переписать формулу (4), чтобы учесть различие в загрузке:

$$G = \frac{\min_R \{T(\bar{n}_1, R, \rho_1) + T(\bar{n}_2, R, \rho_2)\}}{\min_R \{T(\bar{n}_1, R, \rho_1)\} + \min_R \{T(\bar{n}_2, R, \rho_2)\}} \quad (5)$$



■ **Рис. 5.** Сравнение выигрыша от перекодирования, посчитанного аналитически (кривые 1 и 3) и с помощью имитационной модели (кривые 2 и 4):  $L_1 = L_2 = 3$

Выигрыш от перекодирования для случая разных значений загрузки в подсетях ( $\rho_1 = 0,3, \rho_2 = 0,6$ ) представлен на рис. 4, *в*. На графике видно, что различие в загрузках делает выигрыш от перекодирования еще выше, чем в случае равных загрузок.

Графики, представленные на рис. 4, построены по формулам (4) и (5). Как было рассмотрено выше, строго говоря, такой расчет является приближением. Для точного расчета модели сети Клейнрока было использовано имитационное моделирование. Результаты сравнения выигрыша от перекодирования, посчитанного с помощью имитационной модели и по формуле (5), представлены на рис. 5. На графиках видно, что имитационная модель также демонстрирует наличие выигрыша от перекодирования. Само значение выигрыша ниже, чем рассчитанное по формуле (5), а разница в расчете и моделировании не велика при малых загрузках сети и увеличивается с ростом загрузки сети.

**Заключение**

В работе рассмотрено транспортное кодирование в неравномерных сетях. Предложен метод передачи, в котором скорость кодирования при передаче от источника к получателю адаптировалась для каждой подсети, что для рассмотренных примеров сетей позволило уменьшить среднюю задержку сообщений. Для сетей Клейнрока рассмотрено влияние таких параметров, как длина путей в сети, их количество и загрузка на эффективность перекодирования. Приведенный анализ указывает на возможности уменьшения средней задержки при передаче сообщений в сетях передачи данных.

## Литература

1. Кабатянский Г. А., Крук Е. А. Кодирование уменьшает задержку // X Всесоюзная школа-семинар по вычислительным сетям. Ч. 2. Москва-Тбилиси, 1985. С. 23–26.
2. Кабатянский Г. А., Крук Е. А. Об избыточном кодировании на транспортном уровне сети передачи данных // Помехоустойчивое кодирование и надежность ЭВМ. — М.: Наука, 1987. С. 143–150.
3. Krouk E., Semenov S. Delivery of a Message During Limited Time with the Help of Transport Coding // Fifth IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications, Lisbon, Portugal, July 11–14, 2004. P. 1–5. doi:10.1109/SPAWC.2004.1439191
4. Krouk E., Semenov S. Transmission of a Message During Limited Time With the Help of Transport Coding // Proc. of Intern. Conf. on E-business and Telecommunication Networks (ICETE 2005), Reading, UK, Oct. 3–7, 2005. P. 88–93.
5. Крук Е. А. Кодирование на транспортном уровне сети передачи данных // Изв. ГУАП. СПб., 2011. С. 22–28.
6. Krouk E., Semenov S. Transmission of Priority Messages with the Help of Transport Coding // Proc. of 10th Intern. Conf. on Telecommunications, 23 February — 1 March, 2003. P. 1273–1278. doi:10.1109/ICTEL.2003.1191618
7. Alon N., Luby M. A Linear Time Erasure Codes with Nearly Optimal Recovery // IEEE Transactions on Information Theory. Nov. 1996. Vol. 42. N 6. P. 1732–1736. doi:10.1109/18.556669
8. Luby M., Mitzenmacher M., Shokrollahi M. A., Spielman D. A., Stemann V. Practical Loss-Resilient Codes // Proc. of the 29th Annual ACM Symposium on Theory of Computing. ACM, 1997. P. 150–159. doi:10.1145/258533.258573
9. Luby M. LT Codes // Proc. of the 43rd Annual IEEE Symp. on Foundations of Computer Science. IEEE, 2002. P. 271–280. doi:10.1109/SFCS.2002.1181950
10. Sidorenko V., Shen F., Krouk E., Bossert M. Punctured Reed-Solomon Codes at the Transport Layer of Digital Networks // Coding Theory Days in St. Petersburg: Proc. of the Workshop, Oct. 6–10, 2008. Saint-Petersburg, Russia. P. 76–83.
11. Krouk E., Semenov S. Application of Tornado Codes to Transport Coding // Proc. of IEEE Symp. on Computers and Communications (ISCC'07), Aveiro, Portugal, July 1–4, 2007. P. 249–256. doi:10.1109/ISCC.2007.4381609
12. Kleinrock L. Communication Nets: Stochastic Message Flow and Delay. — Dover Publications, 2007. — 224.
13. Крук Е. А., Маличенко Д. А. Расчет задержки при использовании кодирования на транспортном уровне сети передачи данных // Изв. вузов. Приборостроение. 2013. Т. 56. № 8. С. 45–51.
14. David H., Nagaraja H. N. Order Statistics. 3rd ed. — Wiley-Interscience, 2003. — 488 p.

UDC 621.391

## Transport Layer Coding in Irregular Networks

Malichenko D. A.<sup>a</sup>, Programmer, dml@vu.spb.ru<sup>a</sup>Saint-Petersburg State University of Aerospace Instrumentations, 67, B. Morskaja St., 190000, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** Transport layer coding has been discussed so far with the assumption that the network is uniform, i.e. the network has no subnetworks with different capacities. Coding rate of transport layer coding in such networks is fixed and equal for all the subnetworks. The aim of this work is increasing the efficiency of transport layer coding in nonuniform networks by adapting the code rate. **Results:** A new transport layer coding method was proposed in which the code rate is selected for every subnetwork according to such parameters as the number of the routes, the lengths of the routes and the load of the subnetworks. On the intermediate nodes of the network, all messages are recoded with the chosen code rate. The gain of the proposed method as compared to coding without adaptation strongly depends on subnetwork parameters. Analysis and simulation of Kleinrock networks consisting of two subnetworks demonstrated a gain not less than 10%. **Practical relevance:** The proposed method of transport layer coding with coding rate adaptation can decrease the average delay of a message.

**Keywords** — Transport Layer Coding, Message Delay, Computer Networks, Kleinrock Networks.

## References

1. Kabatianskii G. A., Krouk E. A. Coding Decreases Message Delay. X *Vsesoiuznaia shkola-seminar po vychislitel'nyim setiam* [X All-Union Seminar on Computer Networks]. Moscow-Tbilisi, 1985, vol. 2, pp. 23–26 (In Russian).
2. Kabatianskii G. A., Krouk E. A. On Coding at the Transport Layer of Data Networks. *Pomekhoustoichivoe kodirovanie i nadezhnost' EVM* [Error Correcting Coding and Reliability of Computers]. Moscow, Nauka Publ., 1987, pp. 143–150 (In Russian).
3. Krouk E., Semenov S. Delivery of a Message During Limited Time with the Help of Transport Coding. *Fifth IEEE Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, Lisbon, Portugal, July 11–14, 2004, pp. 1–5. doi:10.1109/SPAWC.2004.1439191
4. Krouk E., Semenov S. Transmission of a Message During Limited Time With the Help of Transport Coding. *Proc. of ICETE 2005 — Intern. Conf. on E-business and Telecommunication Networks*, Reading, UK, October 3–7, 2005, pp. 88–93.
5. Krouk E. A. Coding at the Transport Layer of Data Networks. *Izvestiia GUAP*, 2011, pp. 22–28 (In Russian).

6. Krouk E., Semenov S. Transmission of Priority Messages with the Help of Transport Coding. *Proc. of 10th Intern. Conf. on Telecommunications*, 23 February–1 March, 2003, pp. 1273–1278. doi:10.1109/ICTEL.2003.1191618
7. Alon N., Luby M. A Linear Time Erasure Codes with Nearly Optimal Recovery. *IEEE Transactions on Information Theory*, November 1996, vol. 42, no. 6, pp. 1732–1736. doi:10.1109/18.556669
8. Luby M., Mitzenmacher M., Shokrollahi M. A., Spielman D. A., Stemann V. Practical Loss-Resilient Codes. *Proc. of the 29th Annual ACM Symp. on Theory of Computing*. ACM, 1997, pp. 150–159. doi:10.1145/258533.258573
9. Luby M. LT Codes. *Proc. of the 43rd Annual IEEE Symp. on Foundations of Computer Science*. IEEE, 2002, pp. 271–280. doi:10.1109/SFCS.2002.1181950
10. Sidorenko V., Shen F., Krouk E., Bossert M. Punctured Reed-Solomon Codes at the Transport Layer of Digital Networks. *Proc. of the Workshop "Coding Theory Days in St. Petersburg"*, October 6–10, 2008, Saint-Petersburg, Russia, pp. 76–83.
11. Krouk E., Semenov S. Application of Tornado Codes to Transport Coding. *Proc. of IEEE Symp. on Computers and Communications (ISCC'07)*, Aveiro, Portugal, July 1–4, 2007, pp. 249–256. doi:10.1109/ISCC.2007.4381609
12. Kleinrock L. *Communication Nets: Stochastic Message Flow and Delay*. Dover Publications, 2007. 224 p.
13. Krouk E. A., Malichenko D. A. On Calculation of Message Delay with Coding on Transport Layer of Data-Transmission Network. *Izvestia vuzov. Priborostroenie*, 2013, vol. 56, no. 8, pp. 45–51 (In Russian).
14. David H., Nagaraja H. N. *Order Statistics*. 3rd ed. Wiley-Interscience, 2003. 488 p.

## 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, подпадающими редактированию:

— рисунки, графики, диаграммы, блок-схемы предоставляйте в виде отдельных исходных файлов, подпадающих редактированию, используя векторные программы: Visio 4, 5, 2002–2003 (\*.vsd); Coreldraw (\*.cdr); Excel (\*.xls); Word (\*.doc); Adobellustrator (\*.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 подрисованных 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 оформляйте двумя отдельными блоками по образцам lit.dot на сайте журнала (<http://i-us.ru/paperrules>) по разным стандартам: Литература – СИБИД РФ, References – один из мировых стандартов.

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](mailto:ius.spb@gmail.com)

Сайт: [www.i-us.ru](http://www.i-us.ru)



UDC 654.165

# CAPACITY AND WEIGHT COEFFICIENTS IN MIMO WIRELESS COMMUNICATION CHANNELS BASED ON ADAPTIVE MULTI-BEAM ANTENNAS IN URBAN ENVIRONMENT WITH FADING

**N. Blaunstein**<sup>a</sup>, Dr. Sc., Phys.-Math., Professor, nathan.blaunstein@hotmail.com

**Ch. Cristodoulou**<sup>b</sup>, PhD, Professor, christos@ece.unm.edu

**M. B. Sergeev**<sup>c</sup>, Dr. Sc., Tech., Professor, mbse@mail.ru

<sup>a</sup>Ben-Gurion University of the Negev, POB 653, 1, Ben Gurion St., Beer Sheva, 74105, Israel

<sup>b</sup>University of New Mexico, Albuquerque, NM 87131, USA

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

**Purpose:** Long-Term Evolution (LTE) system has had as many as 12 implementations, the later ones using multi-beam adaptive antennas. LTE development and usage have demonstrated that such systems cannot be adapted to environmental changes, to different locations of every subscriber in the service areas, either open or close for connection, or to the acknowledgement from every wireless channel of a Multiple Input Multiple Output (MIMO) system which goes through an environment with different fading of signals along every individual channel – especially with the permanent need to increase the connection channel capacity and minimize the errors when sending information via time-varying fading channels. As we still lack a general model fully reflecting the fading in every individual wireless channel of a MIMO system, the problem is to connect the signal fading determined by Ricean  $K$ -factor with the parameters of an individual channel: its capacity, spectral efficiency and errors in transmitting the information flow. **Methods:** In order to minimize the effects of fading which is the source of multiplicative noise in every individual MIMO channel, a mathematical model was developed based on the well-known and experimentally tested model of radiowave propagation in various urban and suburban areas. The Ricean  $K$ -factor was found via the known parameters of the environment: building density and profile, distances between the antennas, etc. Then, using the Ricean  $K$ -factor, a modification of Shannon's postulate was obtained, which takes into account not only the Gaussian noise but the multiplicative noise, too. **Results:** For the first time analytical expressions were obtained which connect the weight coefficients used in multi-beam adaptive antenna theory with the parameters of urban environment. The behaviour of Ricean  $K$ -factor was described in various suburban and urban environments. This helped to analyze the capacity and spectral efficiency of urban channels depending on their fading level and structure of the surrounding buildings. Then, in order to maximize the capacity and spectral efficiency of the MIMO wireless channels, taking into account the direct connection between the fading parameter  $K$  and the weight coefficient of a multi-beam antenna, it was analyzed whether it is possible to efficiently connect non-correlated and correlated elements of MIMO antennas. **Practical relevance:** It was shown for the first time how the weight coefficients of MIMO antenna elements change in an azimuthal plane. This helps to predict the quality of wireless connection for every subscriber located at various angles and various distances from a MIMO antenna system, under various conditions of transceiving the signals along channels with fading.

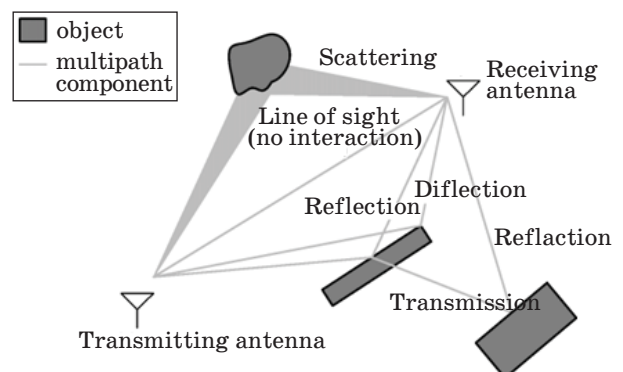
**Keywords** – Multiple Input Multiple Output, Multi-Beam Antenna, Ricean  $K$ -Factor, Capacity, Spectral Efficiency, Weight Coefficients of Antenna Elements.

## Introduction into the MIMO Channels with Fading

Multipath is the propagation phenomenon that results in radio signals reaching the receiving antenna by two or more paths. In terrestrial environments, this phenomenon is caused by reflection, diffraction and scattering from terrestrial objects, such as mountains, lakes, trees, and buildings [1–12] (Fig. 1).

The effects of multipath include constructive and destructive interference, and phase shifting of the signal. As well-known from the literature,  $K$ -factor of Rician distribution is usually used for the fading and for multiplicative noise description [1–15]. Destructive interference causes fading, when the magnitudes of the signals, arriving by the various paths, have a stochastic nature described by the well-known Rayleigh distribution for

the worst NLOS (Non-Line-of-Sight) cases of wireless communication, known as Rayleigh fading, or by Ricean distribution for the channels with exis-



■ Fig. 1. Multipath phenomena in the land communication environments

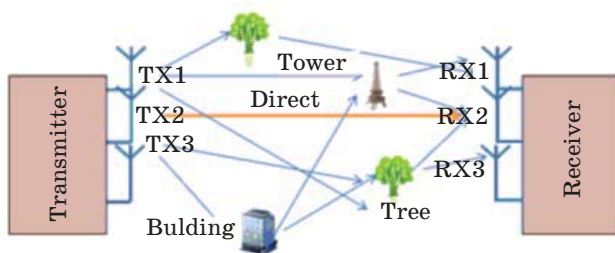
tence of the both, LOS (Line-of-Sight) component and the NLOS component, known as Ricean fading described by the parameter of fading  $K$ , that is, it can generally described both NLOS (Rayleigh) and LOS + NLOS (Ricean) fading. According to corresponding descriptions and formulas that follow from the numerous statistical models, the Rician parameter of fading can be defined as the ratio of the coherent and incoherent component of the signal intensity [16–30]

$$K = \frac{\text{Intensity\_of\_LOS\_component}}{\text{Intensity\_of\_NLOS\_component}} = \frac{I_{co}}{I_{inc}}. \quad (1)$$

The incoherent component actually describes the multiplicative noise inside communication channel. The main idea in the proposed framework is that we can use the  $K$ -factor to predict information data stream parameters both in MIMO correlated and uncorrelated antennas, such as capacity and spectral efficiency based on results obtained in [7–10, 31]. Therefore, the knowledge of factor  $K$  is necessary for analyze multipath communication channels capacity and spectral efficiency.

Multibeam antennas are usually used for achieving so-called spatial diversity introduced for improve the quality and reliability of a wireless link between arbitrary subscriber and base station (BS) or access point antenna. Usually in densely populated areas, there is no pure LOS between the transmitter and the receiver [7–10, 31]. As a result, multipath fading effect overlaps the information signal propagating along the transmitter-receiver path. In spatial diversity several receive and transmit antennas are placed at a distance from each other. Thus, if one antenna experiences a fade, another one will have an LOS or a pure information signal without noise. Figure 2 shows the basic principle of spatial diversity.

The same signal is fed through a single antenna or multiple antennas, and the same signal is captured by a single antenna or multiple antennas. In Fig. 2 several antennas are placed in a distance from each other. There are various obstacles on the signal's path. Despite the multipath fading effect that usually occur in other receivers, the desired receiver can get a fairly good signal.



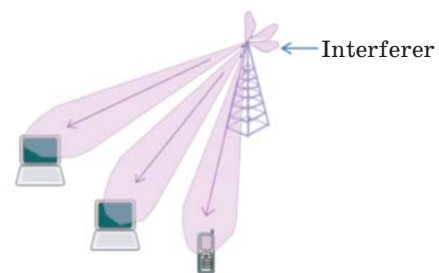
■ Fig. 2. Spatial diversity schematically presented

In an adaptive antenna system (AAS), multiple antennas are used both at the transmitting and receiving side of a communication link to adaptively optimize the transmission over the channel. An AAS can focus its transmitted energy towards the receiver, and while receiving, it can focus its energy towards the transmitter. The technique used in AAS is known as *beam forming* [7]. Figure 3 shows the basic principle of AAS.

Beam forming enables directional signal transmission or reception without manually steering the antennas. In the beam forming technique, several transmitters are set apart from each other (see details in [7] and the bibliography therein). They all transmit the same signal with different phase difference and delay. As a result, the interference that occurred in all the transmitters can be used to steer a signal to a specific direction.

When one antenna transmits a signal to the multiple receive antennas, the system is known as Single-output Multiple-input (MISO). Here one signal is transmitted and two or more are received. Receive diversity is used in the MISO antenna technique. In the SIMO (Single-input Multiple-output) antenna technique, multiple antennas are used at the transmitter while a single antenna is used at the receiver. It is a comparatively new technology [7]. This has been a favorite as only multiple antennas need to be installed in the BS. Transmit diversity technique, as a type of controlled diversity technique, which provides spatial repetition of transmitted signals through different antennas, is used in the case of MISO.

The MIMO transmission techniques and configurations were proposed to support radio access technologies, such as the WLAN, WiMAX and LTE standards [32–35]. MIMO is an effective technology based on spatial diversity surfacing from the usage of multiple antennas at both terminal ends of communication network to improve its reliability, increase spectral efficiency and achieving spatial separation of users for multi-user interference (MUI) elimination. Spatial diversity is also beneficial for multiple user (MU) cellular systems where spatial resources can be used to transmit information data to multiple users simultaneously [30–35].



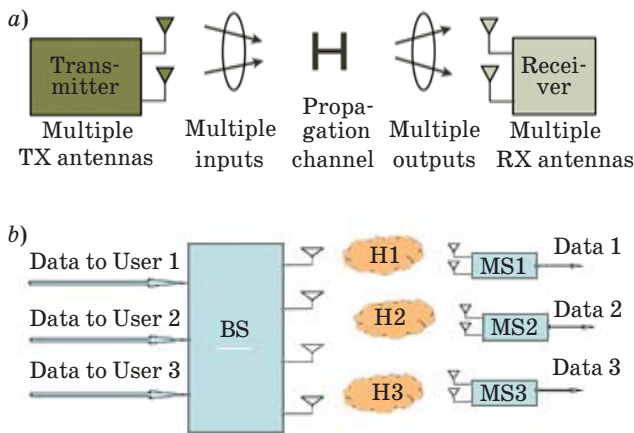
■ Fig. 3. Adaptive antenna system schematically presented

The MU-MIMO was performed as a set of advanced MIMO techniques. This advanced technology exploits the availability of multiple independent user equipment's (UEs) in order to enhance the communication capabilities of each individual UE (stationary or mobile). According to [34], the classical presentation of single user (SU) MIMO network is shown in Fig. 4, a, as a comparison with that for MU-MIMO network (Fig. 4, b).

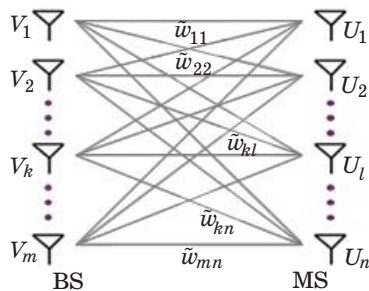
It is clearly seen that for each mobile subscriber (MS) in downlink communication, the BS, as a multiple output antenna system send for each user with number  $i$  the corresponding data via the corresponding propagation channel with its response, caused by multipath fading occurring in real communication environment that, finally, corrupt information data passing via each channel with noise.

In MIMO system, presented by expression (2), the corresponding weight matrix  $\mathbf{W}^T$  forms relations between output signals' voltage,  $V_m$ , and those for the inputs,  $U_n$ , of a  $M \times N$  planar array of the beam former at the both terminal, the BS and the MS (Fig. 5):

$$\mathbf{U} = \mathbf{W}^T \mathbf{V}, \det \mathbf{W} \neq 0, \quad (2)$$



■ Fig. 4. SU-MIMO (a) and MU-MIMO (b) network, extracted from [34]



■ Fig. 5. MU-MIMO network

where

$$\mathbf{W} = \begin{bmatrix} \tilde{w}_{11} & \dots & \tilde{w}_{1n} \\ \vdots & & \vdots \\ \tilde{w}_{m1} & \dots & \tilde{w}_{mn} \end{bmatrix} \quad (3)$$

is the weight matrix.

For SIMO or MISO variants the above 2D matrix deduces into 1D case:

$$\mathbf{U} = \mathbf{W}^T \mathbf{V} = [\tilde{w}_1 \dots \tilde{w}_m] \mathbf{V}, \quad (4)$$

where  $\tilde{w}_m = NSR$  defines multiplicative noise to signal ratio [7].

### Capacity and Spectral Efficiency of the Channel

Next important task of the problem is the knowledge of the capacity or a spectral efficiency that *a-priori* allows estimating an operator's cost structure for a given service and grade of service that determines by:

- required amount of frequency spectrum;
- required number of BS or users' access points;
- required number of sites and associated site maintenance, and
- ultimately, consumer pricing and affordability.

Finally the increase of spectral efficiency will leads to:

- improved operator costs;
- reduced equipment per subscriber;
- reduced numbers of sites in capacity limited areas;
- reduced barriers to new operators;
- better use of available spectrum;
- especially important for limited mobility spectrum;
- improved end-user affordability, especially for broadband services.

These deployment parameters of MIMO system arrangement in terrestrial areas of service will give the following advantages for designers of such system, that is,

- as subscriber penetration increases;
- as per-user data rates increase;
- as quality of service (esp. data) requirements increase.

Increase of each channel capacity (or maximum data rate) means faster response times and higher speeds, a larger amount of users that can be able to transfer more data simultaneously and at higher speeds.

In our further description of the matter, we will get the  $K$ -factor from the measurements described in [7, 10–16] for various terrestrial built-up environments. The knowledge of  $K$ -factor allow us to predict the capacity and spectral efficiency of each separate channel of the multi-beam MIMO system caused by fading phenomena, which is individual

for each subscriber, located in areas of service, as well as the probability of Bit Error Rate (BER) of the information data stream inside each subscriber channel.

Then, we will analyze a key question: if using the proposed stochastic multi-parametric model for the MIMO system based on adaptive multi-beam antennas, we can increase the system capacity and will allow to designers of wireless networks to obtain maximal data rates, better channel conditions and, as a result, much better service and transmission performances [7–10, 31].

### Modeling of $K$ -factor in Built-up Environments

As was shown in [6, 7, 11–14], the fade parameters  $K_i$  for each beam-channel of individual antenna element reversely proportional to weight parameters of each antenna element  $\tilde{w}_i$ , that is,  $\tilde{w}_m \sim K_m^{-1}$ . If so, we can, using information of the  $K$ -parameter of fading occurring in each specific urban and sub-urban environment, investigate the capacity and spectral efficiency of each user individual channel.

*K-factor in space domain.* The main goal of usage of multi-beam antennas was to deploy in existing and advanced communication networks so-called spatial filtering of each desired signal. Usage of multiple beams concept with narrow beam width allows eliminating the inter-user interference, minimizing the multiplicative noise caused by fading phenomena occurring in the multipath communication channels, mostly for urban and sub-urban environments, and finally, tracking each MS during his existence in area of service of multi-beam BS antenna.

In each direction in azimuth and elevation domains for a current position of the desired subscriber the channel specific response should be introduced, and it was proposed to define this response by Ricean  $K$ -parameter of fading, as a ratio of the coherent (e.g. signal) and incoherent (e.g. noisy) components of the recorded signal. This parameter was evaluated in [7, 11–14] for different terrestrial scenarios, rural, mixed residential, sub-urban and urban, and was shown that this parameter fully depends on features of built-up terrain, such as buildings' density, overlay profile, orientation and elevation with respect to BS and MS antenna, and heights of the terminal antennas. The expression for  $K$ -factor along the radio path  $d$  between two terminal antennas can be given as [7]:

$$K = \frac{I_{co}}{I_{inc}} = \frac{\exp\left\{-\gamma_0 d \frac{\bar{h} - z_1}{z_2 - z_1}\right\}}{\frac{\Gamma}{8\pi} \frac{\lambda l_h}{\lambda^2 + [2\pi l_h \gamma_0]^2} \frac{\lambda l_v}{\lambda^2 + [2\pi l_v \gamma_0 (\bar{h} - z_1)]^2}} \times$$

$$\times \frac{\left[\frac{\sin(kz_1 z_2/d)}{2\pi d}\right]^2}{\left[(\lambda d/4\pi^3)^2 + (z_2 - \bar{h})^2\right]^{1/2} d^3}. \quad (5)$$

For the urban and sub-urban environments following, we get according to [7]:

$$K = \frac{I_{co}}{I_{inc_1} + I_{inc_2}} = \exp\left\{-\gamma_0 d \frac{(z_1 - \bar{h})}{(z_2 - z_1)}\right\} \times \frac{\sin^2(kz_1 z_2/d)}{4\pi^2 d^2} \left/ \frac{\Gamma \lambda l_v \left[(\lambda d/4\pi^3) + (z_2 - \bar{h})^2\right]^{1/2}}{8\pi \left[\lambda^2 + (2\pi l_v \gamma_0 (z_1 - \bar{h}))^2\right] d^3} + \frac{\Gamma^2 \lambda^3 l_v^2 \left[(\lambda d/4\pi^3) + (z_2 - \bar{h})^2\right]}{24\pi^2 \left[\lambda^2 + (2\pi l_v \gamma_0 (z_1 - \bar{h}))^2\right] d^3} \right. \quad (6)$$

Here, in formulas (5), (6),  $\gamma_0 = 2\bar{L}v/\pi$  is the density of the buildings' contours [in  $\text{km}^{-1}$ ],  $v$  is the density of buildings in the area of service [in  $\text{km}^{-2}$ ],  $\bar{L}$  is the average length (or width) of buildings [in m], depending on its orientation with respect to terminal antenna,  $\Gamma$  is the absolute value of the reflection coefficient,  $l_v$  and  $l_h$  are the vertical and horizontal scales of coherency of the reflections from building walls, respectively [in m],  $\bar{h}$  is the average buildings' height [in m],  $z_1$  and  $z_2$  are the heights of the MS and BS antenna, respectively.

We now present results of the numerical experiment carried out for one of the urban environment, the Ramat Gan market area in Israel (Fig. 6).

The BS antenna height was  $z_2 = 50$  m. The outdoor desired MSs were located on the ground at the height of  $z_{1i} = 2$  m. The simulations were performed for the following parameters of propagation:  $\bar{h} = 25$  m,  $\gamma_0 = 10 \text{ km}^{-1}$ ,  $l_v = 1 \div 2$  m.

Results of simulation of  $K$ -parameter of fading is shown in Figs. 7, *a* and *b* for the carrier frequency of  $f=1.800$  and  $2.400$  GHz respectively.

Based on these results, we can now for each MS with number  $i$  estimate signal to multiplicative noise ratio via  $K$ -factor that determines the losses and fading effects in each noisy communication channel for each desired UE. This procedure allows obtaining the channel spectral efficiency as function of  $K$  for various configurations of MIMO system consisting  $M$  outputs and  $N$  inputs.

*K-factor in the joint space-azimuth domain.* The corresponding expressions for evaluation of  $K$ -parameter of fading,  $K(r, \varphi)$ , as function of the distance  $r$ , for the constant azimuth  $\varphi$ , or as a func-



tion of  $\varphi$ , for the constant  $r$  can be presented via power spectrum distribution in the joint  $r$ -domain and  $\varphi$ -domain. Thus, following the Ricean parameter of

fading, described by formula (1)  $K(r, \varphi) = \frac{I_{co}(r, \varphi)}{I_{inc}(r, \varphi)}$ ,

as a function of the distance  $r$  along the radio path between Tx and Rx and the azimuth  $\varphi$  of the antenna beam, can be presented via the average signal power spectrum in the space (along the radio path) and azimuth domains in the following form according to [7, 11–17]:

$$W(r, \varphi) = \langle I_{co}(r) \rangle \delta(\varphi - \varphi_0) + \langle I_1(r) \rangle f_1(r, \varphi) + \langle I_2(r) \rangle f_2(r, \varphi), \quad (7)$$

where  $\delta(\varphi - \varphi_0) = 1$  for  $\varphi = \varphi_0$  (i.e., in the direction of the direct visibility from the Tx to the Rx);  $\delta = 0$  otherwise. The expression in (7) consists of three main terms, the coherent component (the first



■ Fig. 6. Ramat Gan Built-up area; number of building floors are indicated by the corresponding color

summand) and the incoherent component of the total power spectrum, consisting two terms (second and third summand), that is,

$$\langle I_{co}(\mathbf{r}) \rangle = \exp \left\{ -\gamma_0 r \frac{F(z_1, z_2)}{(z_2 - z_1)} \right\} \frac{\sin^2(kz_1 z_2 / r)}{4\pi^2 r^2}; \quad (8a)$$

$$\langle I_1(\mathbf{r}) \rangle = \left[ 1 + (1 + \xi)^2 \frac{1 + (kl_v \gamma_0 \bar{h})^2}{1 + (l_v \gamma_0 \xi (\bar{h} - z_1))^2} \right] \times \frac{(\gamma_0 r)^2 (1 - \xi) \exp[-\gamma_0 r (1 - \xi)] (1 - a(r))}{(2 + \gamma_0 r) \sqrt{1 - a^2(r)}}; \quad (8b)$$

$$\langle I_2(\mathbf{r}) \rangle = \xi \frac{\sqrt{1 - b^2(r)} - \sqrt{1 - 2b^2(r)}}{b(r)}. \quad (8c)$$

The expression in (7) consists also of two main terms;  $f_1$  and  $f_2$ , that can be presented as:

$$f_1(\varphi) = \frac{2z_1^2 (\gamma_0 r)^2 \zeta' (1 - \cos \varphi) \exp[-A(\varphi)]}{(z_2 + \bar{h}) \bar{h} B(\varphi)}; \quad (9a)$$

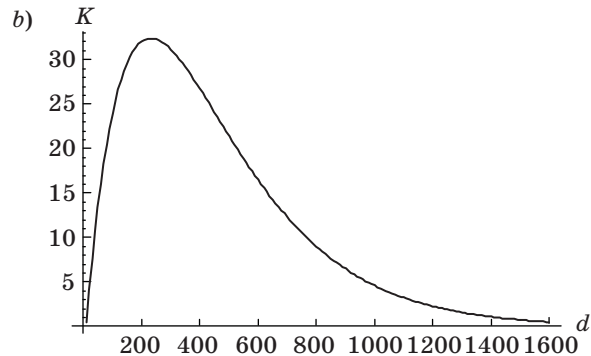
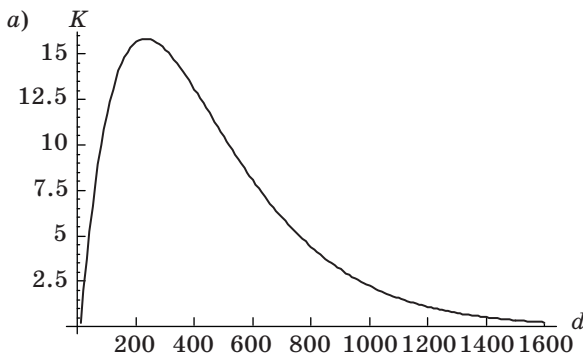
$$f_2(\varphi) = \frac{2\bar{h} (\gamma_0 r)}{(z_2 + \bar{h})} \left[ 1 + \left( \frac{\bar{h}}{z_2} \right) \frac{1 + (kl_v \gamma_0 r)^2}{1 + (\gamma_0 \zeta' r)^2} \right] \times \frac{\exp[-A(\varphi)]}{B(\varphi)}. \quad (9b)$$

Here

$$A(\varphi) = \gamma_0 r \left( \frac{\bar{h}}{z_2} + \frac{\zeta'}{2} \frac{(1 + \cos \varphi)}{\left[ 1 + \frac{\gamma_0 r}{2} \left( 1 + \frac{\bar{h}}{z_2} \right) (1 - \cos \varphi) \right]} \right) \quad (10a)$$

and

$$B(\varphi) = \left[ 1 + \frac{\gamma_0 r}{2} \left( 1 + \frac{\bar{h}}{z_2} \right) (1 - \cos \varphi) \right], \quad (10b)$$



■ Fig. 7. The  $K$ -factor vs. distance between BS and different MSs in Ramat-Gan market area for  $f = 1.8$  GHz (a) and  $f = 2.4$  GHz (b)

$$\text{where } \zeta' = \frac{\left[ (\lambda r / 4\pi^3) + (z_2 - \bar{h})^2 \right]^{1/2}}{z_2}; \quad \xi = \frac{(z_2 - \bar{h})}{z_2 - z_1};$$

$$a(r) = \frac{(2 + \gamma_0 r)(1 + \xi)}{1 + (2 + \gamma_0 r)(1 + \xi)}; \quad b(r) = \frac{\pi^2}{(\pi + 1)(\gamma_0 r)^{3/2}}.$$

In the above formulas, the function of the built-up terrain,  $F(z_1, z_2)$ , for the regularly and linearly distributed heights of buildings from  $h_{\min}$  to  $h_{\max}$  (i.e., for  $n = 1$ ), having the mean height of

$$\bar{h} = \frac{h_{\min} + h_{\max}}{2}, \text{ equals: } F(z_1, z_2) \approx (\bar{h} - z_1) \quad [7, 11-17];$$

as above,  $\gamma_0 = \frac{2\bar{L}v}{\pi}$ ;  $l_v$  is the vertical scale of

correlation of the walls' roughness in the vertical plane;  $\bar{L}$  is the average building's length (or width, depending of its orientation to the antenna beam);  $v$  is the number of buildings per square kilometer;  $z_2$  and  $z_1$  are the heights of the BS and MS antenna heights, respectively, where always  $z_1 < z_2$ .

Finally, we can get for a Ricean  $K$ -factor:

$$K(r, \varphi) = \frac{\langle I_{co}(r) \rangle \delta(\varphi - \varphi_0)}{\langle I_1(r) \rangle f_1(r, \varphi) + \langle I_2(r) \rangle f_2(r, \varphi)}. \quad (11)$$

It is important to analyze effects of two terms in the denominator, consisting functions of  $\langle I_1(r) \rangle f_1(r, \varphi)$  and  $\langle I_2(r) \rangle f_2(r, \varphi)$ . Each of them relates to a different propagation phenomenon. The term  $\langle I_1(r) \rangle f_1(r, \varphi)$  is the significant term that describes the influence of the scattering area located at the proximity of Rx. The term  $\langle I_2(r) \rangle f_2(r, \varphi)$  describes the general effect of rare scatterers that are distributed uniformly in areas surrounding the Tx and MS. The influence of different scatterers for the three typical cases, depending on the BS antenna height.

Thus, when both antennas are lower than the height of the buildings, the both components,  $\langle I_1(r) \rangle f_1(r, \varphi)$  and  $\langle I_2(r) \rangle f_2(r, \varphi)$ , should be taken into account. From formulas (9a) and (9b), as well as from (10a) and (10b), it follows that, if the BS antenna height increases up to  $z_2 = \bar{h}$  then  $\zeta = \sqrt{(\lambda d / 4\pi^3)} / z_2 \ll 1$ ,  $\langle I_2(r) \rangle f_2(r, \varphi)_{z_2=\bar{h}} \gg \langle I_1(r) \rangle f_1(r, \varphi)_{z_2=\bar{h}}$ .

In the case of  $\langle I_1(r) \rangle f_1(r, \varphi)$  is close to zero, and it means that all scatterers located in the far zone from the MS, near the BS, will influence the spreading of the total signal at the BS. With an increase in the height of the BS antenna, that is,  $z_2 > \bar{h}$ , the influence of buildings surrounding the MS on the total signal distribution will be more significant, and the term  $\langle I_1(r) \rangle f_1(r, \varphi)$  becomes larger than the term  $\langle I_2(r) \rangle f_2(r, \varphi)$ , describing the effect of scatterers located close to the MS.

When the BS antenna is above the rooftop level the  $K$ -factor distribution in the azimuth domain

$K(\varphi)$  [for the distance  $r$  being the constant] depends only on position and the distribution of scatterers (obstructions) close to MS. Influence of scatterers (buildings) in the proximity of MS on the signal received at the MS is increased and it contributes more than the scatterers surrounding the BS and then those located far from the MS.

## Modeling of Capacity of MIMO Systems in Built-up Environments

Using now information of the  $K$ -parameter of fading occurring in each specific urban and suburban environment, one can investigate the capacity and spectral efficiency of each beam channel for each individual user. This situation is depicted in Fig. 8, by the  $N \times M$  arrays representing a common set of scatterers inside the communication channel.

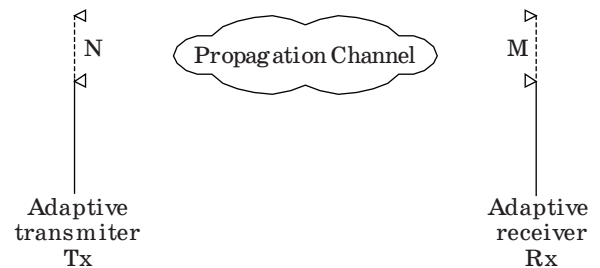
The break-through in the interest in MIMO channels [7–9, 31] came when it was realized that it gives a much higher throughput in the link when having many channels of lower gain than one channel with a high gain. The statement follows directly from Shannon's law for one channel in noise. The capacity grows linearly with the known and the unknown channel bandwidth  $B_w$ , and, in the particular case ( $M = N = 1$ ), can be presented as:

$$C = B_w \log_2 \left( 1 + \frac{P}{B_w N_0} \right) \text{ [bps]}, \quad (12)$$

where  $P/B_w N_0$  is the ratio of power signal to white noise,  $N_0$  is the spectral density of white Gaussian noise,  $B_w$  is its waveband of white noise. When channels are independent their capacities may be added, so for  $M$  and  $N$  larger than 1, and  $M > N$  we get:

$$C_{uncorr} = B_w N \log_2 \left( 1 + \frac{MP}{NB_w N_0} \right) \text{ [bps]}. \quad (13)$$

We can explain this formula in the following way: the power is divided equally between the  $N$  channels, since they have the same gain. Since the capacities of the channels are the same, we get a factor of  $N$  outside the log-function. The capacity (or spectral efficiency  $\tilde{C} = C/B_w$ ) is almost constant



■ Fig. 8. MIMO antenna system

due to the high diversity order of  $MN$ . For the correlated case, we have only one channel, now with mean gain  $MN$  [7–9]:

$$C_{corr} = B_w \log_2 \left( 1 + \frac{MNP}{B_w N_0} \right) [\text{bps}]. \quad (14)$$

Let us now analyze equations (13), (14) for various situations in the urban scene following to the approach proposed in [7, 26] where multiplicative noise was taken into account. Thus, taking into account multiplicative noise influence with effective power density  $N_{mul}$  as one of the Gaussian-like noise we can rewrite (12) as:

$$C = B_\omega \log_2 \left[ 1 + \frac{S}{N_0 B_\omega + N_{mul} B_\Omega} \right], \quad (15)$$

where  $B_\Omega$  is the frequency bandwidth of the multiplicative noise.

We should mention here, following [25, 26], that this procedure of replacing of equation (12) by equation (15) can only be done because of the similarity between the Ricean distribution and the Gaussian distribution for  $K > 1$ , and the fact that as the Ricean  $K$  parameter grows, the Ricean distribution approaches the Gaussian distribution in the limit. Using the approximate formula in equation (8) for the capacity (or for the spectral efficiency of the channel,  $\tilde{C} = C/B_w$ ), we can now simplify the expressions obtained below for capacity, spectral efficiency and BER, which are usually used in wireless communications [7, 25–35]. Again, equation (8) is valid when the LOS component of the total signal inside a channel exceeds the NLOS component, that is, when the  $K$ -factor is greater than a unit [7, 26].

This approach is similar to that proposed by Rappaport [1] analyzing MUI. Using the same procedure, as above, for multiple access networks, it was proved in [1] that the effects of MUI can be regarded as another source of effective noise, which raises the noise level for calculating the error rates. In this case we must introduce in formula (15)  $N_{add}$  together with the noise caused by MUI  $N_{int}$ . Furthermore, the above simple approach can be successfully used in cases of dynamic communication channels with fading, flat or multiplicative, where an additional source of noise, called multiplicative noise, must be taken into account [7, 26].

Above mentioned allows us to rewrite the Shannon's formula (15) accounting for the presence of multiplicative noise as

$$\begin{aligned} \tilde{C} &= \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_{add} + N_{mul}} \right) = \\ &= \log_2 \left( 1 + \left( \frac{N_{add}}{P} + \frac{N_{mul}}{P} \right)^{-1} \right). \end{aligned} \quad (16)$$

Using the above introduced notations, we finally get the capacity as a function of the  $K$ -factor and the additive noise:

$$\begin{aligned} \tilde{C} &= \log_2 \left( 1 + \left( \frac{N_{add}}{P} + K^{-1} \right)^{-1} \right) = \\ &= \log_2 \left( 1 + \frac{K \frac{P}{N_{add}}}{K + \frac{P}{N_{add}}} \right), \end{aligned} \quad (17)$$

where, as above,  $\frac{S}{N_{mult}} = \frac{I_{co}}{I_{inc}}$ , and we use here the definition of  $K$  as:  $K_m = \frac{I_{co}}{I_{inc}}$ .

If so, according to [7–10], we can obtain for correlated and uncorrelated elements of the multi-beam antenna the following formulas for spectral efficiency of the  $(M/N)$ -element antenna system:

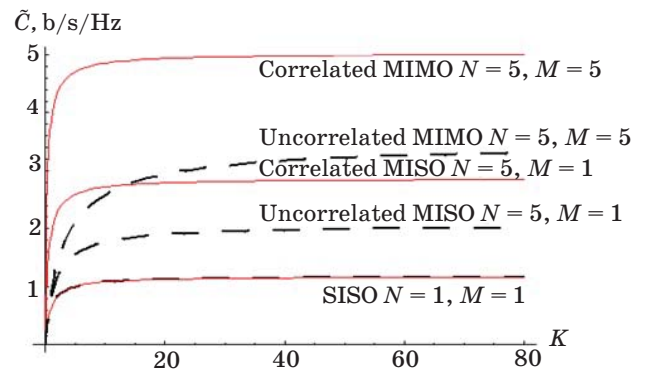
— for correlated multi-beam antenna elements

$$\tilde{C}_{corr} = \log_2 \left( \frac{1 + MN \left( K_m \left( \frac{P_m}{N} \right)_{add} \right)}{\left( K_m + \left( \frac{P_m}{N} \right)_{add} \right)} \right) [\text{b/s/Hz}]; \quad (18a)$$

— for uncorrelated multi-beam antenna elements

$$\tilde{C}_{uncorr} = N \log_2 \left( \frac{\left( K_m \left( \frac{P_m}{N} \right)_{add} \right)}{\left( K_m + \left( \frac{P_m}{N} \right)_{add} \right)} \right) [\text{b/s/Hz}]. \quad (18b)$$

Here,  $(P_m/N)_{add}$  is the signal to additive Gaussian noise ratio, which usually is taken into account in the literature. We also accounted the multiplicative noise caused by fading multipath phenomena occurring in each  $m$  channel.



■ Fig. 9. Spectral efficiency of the MIMO and MISO systems vs.  $K$ -factor; as an example, SISO system is also presented

In both cases, the spectral efficiency depends not only on the number of output and input antenna elements, but also on the  $K$ -factor of fading. This dependence for different configurations of MIMO system is presented in Fig. 9.

It is clear seen that correlated antenna elements allow achieving better spectral efficiency compared with that for uncorrelated antenna elements.

### Numerical Analysis of Capacity and Weight Coefficients for MIMO System

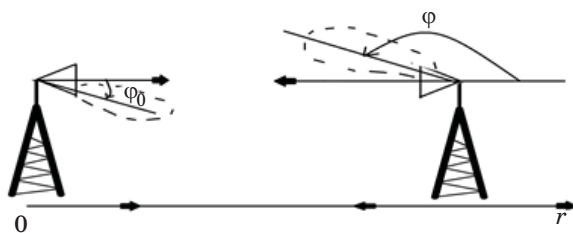
The following scheme (Fig. 10) will explain location and angles of the antennas in our numerical experiment. *LOS*:  $\varphi_0=0, \varphi=180^\circ$ .

Base station located at  $r = 0$  (see Fig. 10). When  $\varphi_0 = 0$  it means that the direction of the beam is parallel to the ground, and is directed to the receiving antenna at distance  $r$ . For the best signal, receiving antenna should be rotated horizontally at an angle of  $\varphi = 180^\circ$ , directly to the transmitting antenna. The initial parameters we take for an urban environment shown in Fig. 6 are the following:  $\nu = 0.0001 \text{ m}^{-2}$ ;  $L = 100 \text{ m}$ ;  $l_v = 2 \text{ m}$ ;  $l_h = 1 \text{ m}$ ;  $h = 40 \text{ m}$ ;  $z_1 = 2 \text{ m}$ ;  $z_2 = 5 \text{ m}$ ;  $f = 900 \text{ MHz}$ .

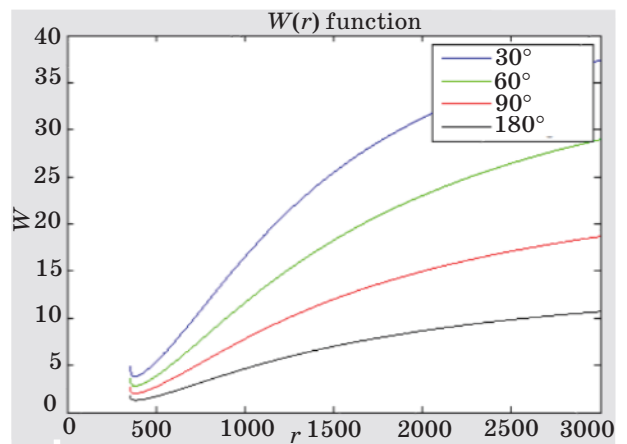
*The 1D dependence  $W(r)$  in space domain.* This is a plot of *weight coefficients*  $W$ , defined by (2) to (4) for adaptive terminal antennas, as a function of the distance  $r$  between the BS and MU antennas (Fig. 11).

As it is seen from Fig. 11, at the close ranges from the BS antenna a tendency of decrease of coefficient  $W$  can be explained by effects of increase the LOS component and decrease of multipath effect on the weight coefficients, because With increase of distance between two terminal antennas, BS and MU, effects of multiple scattering from obstructions, natural and man-made, becomes prevailed on LOS, that is, the LOS component decreases, but multipath NLOS component increases with movements of subscribers far from the transmitter.

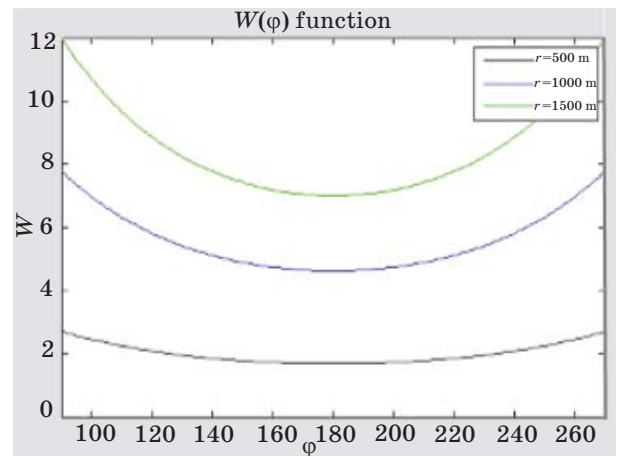
*The 1D dependence  $W(\varphi)$  in the azimuth domain.* The same tendency is observed for the weight coefficients in the azimuth domain (Fig. 12). As it is seen from Fig. 12, when BS and MU antennas are directly opposite to each other, we have maximum LOS



■ Fig. 10. Sketched geometry of numerical experiment with adaptive antennas



■ Fig. 11. Weight coefficients  $W$  of the adaptive antenna, vs. distance  $r$  for 4 various azimuth angles  $\varphi$



■ Fig. 12. Weight coefficients distribution in the azimuth domain for the distance  $r$  from the transmitter

component, that is, minimum of the parameter  $W$ . This tendency is decreased with increase of the distance between BS and MU antennas, because the multipath phenomena caused by multiple scattering from obstructions surrounding both terminal antennas becomes prevail against “pure” propagation phenomena. The same is observed with increase of azimuth angle between BS and MU from the LOS direction (when  $\varphi = 180^\circ$ , see Fig. 12).

*3D dependence of  $W(\varphi, r)$  in the joint distance-azimuth domain.* Now we present a 3D-plot of weight coefficients  $W$  versus  $\varphi$  and  $r$  (Fig. 13). The presented here results are generalize all those shown above shown by Figs. 11, 12. Here a 3D-plot of weight coefficients  $W$  is presented in the joint  $\varphi$ - $r$  domain for different azimuth angles of adaptive antenna beam and for various distances between BS and MU antenna. The right column presents the weight coefficient  $W$  versus  $r$  and  $\varphi$ .



As it is seen again, the minimum of noise-to-signal ratio, that is of weight coefficients,  $W$ , is obtained when two antennas in LOS conditions one opposite the second (i.e.,  $\varphi = 180^\circ$ ). With increase of distances, this effect becomes weaker and the corresponding dependence becomes smoother.

The 1D dependence  $C_{uncorr}(r)$  in space domain for uncorrelated-element antenna. In Fig. 14 a plot of  $C_{uncorr}$  as a function of distance  $r$  is shown for different azimuth of the antenna inclination (see Fig. 10).

The upper three curves represent MIMO 8x8 settings and the lower three curves represent SISO (1x1) for simple comparison between antenna system arrangements. The behavior of the curves in Fig 14 is similar to those shown in Fig. 11 because  $C_{uncorr}$  depends on  $K$  and acts the same way as seen from the formula (18b).

The 1D dependence  $C_{corr}$  in space domain for correlated-element antenna. In Fig. 15 a plot of  $C_{corr}$  as a function of  $r$ .

As it is seen, there is no any sufficient difference in arrangement of MIMO antenna system, correlated

and uncorrelated; only the spectral efficiency is slightly better in the case of correlated antennas. The distance and azimuth effects are similar.

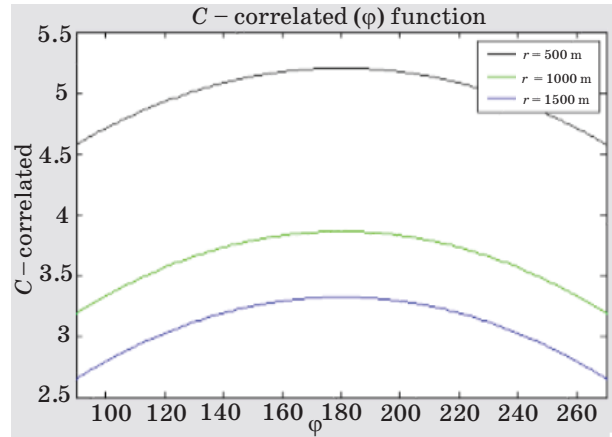


Fig. 15.  $C_{corr}$  vs. distance  $r$  for various azimuth angles  $\varphi$

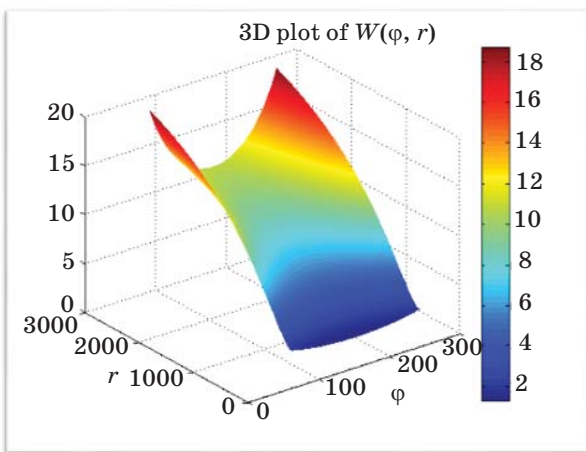


Fig. 13. 3D-plot of  $W$  as a function of  $\varphi$  and  $r$

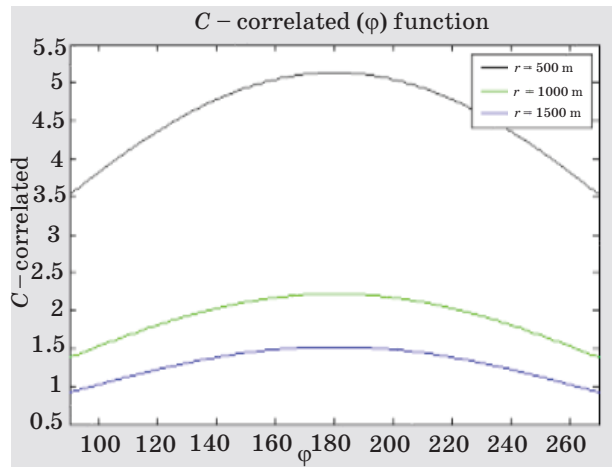


Fig. 16.  $C_{uncorr}$  vs. the azimuth angle for the distance  $r$

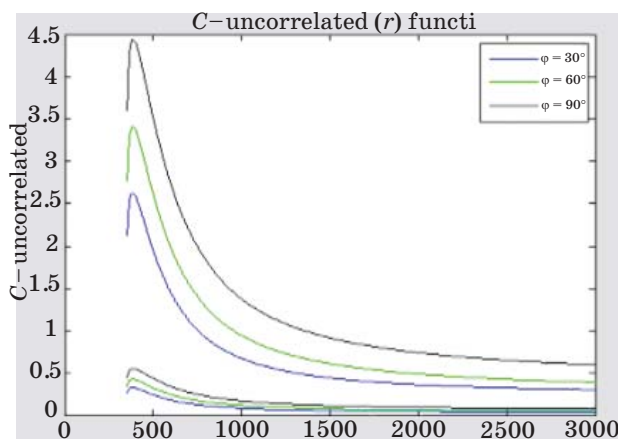


Fig. 14.  $C_{uncorr}$  vs. distance  $r$  for various azimuth angles  $\varphi$

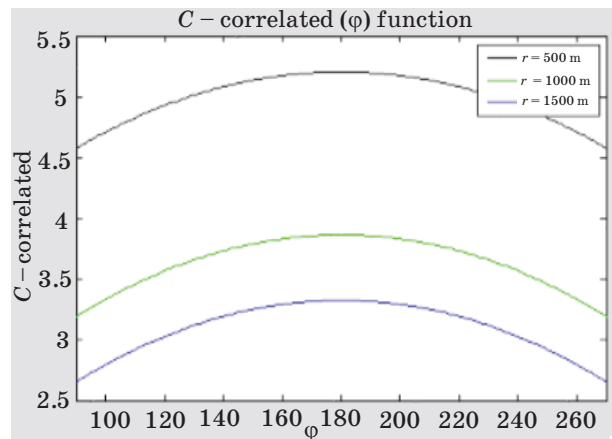


Fig. 17.  $C_{corr}$  vs. the azimuth angle for the distance  $r$

*1D dependence of  $C_{uncorr}(\varphi)$  in azimuth domain.* In Fig. 16 a plot of  $C_{uncorr}$  as a function of  $\varphi$  for the distance  $r=500, 1000, 1500$  m, is shown.

As it is seen, there is no any sufficient difference in arrangement of MIMO antenna system, correlated and uncorrelated; only dependence on  $K$  slightly better in the case of correlated antennas. The distance and azimuth effects are similar.

*The 1D dependence of  $C_{corr}(\varphi)$  in azimuth domain.* In Fig. 17 a plot of  $C_{corr}$  as a function of  $\varphi$  is shown for different distances between the transmitter and receiver antenna  $r = 500, 1000$  and  $1500$  m.

The behavior of the graph in Fig. 17 is like in Fig. 12, because, according to formula (18a),  $C_{corr}$  depends on  $K$  ( $K=1/W$ ) and acts at the same way as it is seen in Fig. 12, calculated for weight coefficients  $W$ .

## References

1. Rappaport T. S. *Wireless Communications Principles and Practice*. New York, Prentice Hall, 1996. 641 p.
2. Lee W. C. Y. *Mobile Cellular Telecommunications Systems*. New York, McGraw Hill, 1989. 449 p.
3. *Mobile Radio Communications*. Ed by R. Steele and L. Hanzo. Chichester, John Wiley, 1999. 1090 p.
4. Saunders S. R. *Antennas and Propagation for Wireless Communication Systems*. New York, John Wiley & Sons, 1999. 426 p.
5. Proakis J. G. *Digital Communication*. New York, McGraw Hill, 2001. 1024 p.
6. Blaunstein N. *Wireless Communication Systems*. In: *Handbook of Engineering Electromagnetics*. Ed. by R. Bansal. New York, Marcel Dekker, 2005. Pp. 417–481.
7. Blaunstein N., and Ch. Christodoulou. *Radio Propagation and Adaptive Antennas for Wireless Communication Links: Terrestrial, Atmospheric and Ionospheric*. 1<sup>st</sup> ed. New York, Taylor and France, 2007. 614 p.
8. Andersen J. Bach. Role of Antennas and Propagation for the Wireless Systems Beyond 2000. *Wireless Personal Communicat.*, 2001, vol. 17, pp. 303–310.
9. Andersen J. Bach. Antenna Arrays in Mobile Communications: Gain, Diversity, and Channel Capacity. *IEEE Antennas and Propagation Magazine*, 2000, vol. 42, no. 2, pp. 12–16.
10. Andersen J. Bach. Array Gain and Capacity for Known Random Channels with Multiple Element Arrays at Both Ends. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 2000, vol. 18, no. 11, pp. 2172–2178.
11. Blaunstein N. Prediction of Cellular Characteristics for Various Urban Environments. *IEEE Antenna Propagation Magazine*, 1999, vol. 41, no. 6, pp. 135–145.
12. Blaunstein N., Katz D., Censor D., et al. Prediction of Loss Characteristics in Built-up Areas with Various Buildings' Overlay Profiles. *IEEE Antenna Propagation Magazine*, 2001, vol. 43, no. 6, pp. 181–191.
13. Blaunstein N., Kovacs I. Z., Ben-Shimol E., et al. Path Loss Prediction in Forested Environments. *Radio Sci.*, 2002, vol. 37, pp. 396–406.
14. Blaunstein N. Distribution of Angle-of-Arrival and Delay from Array of Building Placed on Rough Terrain for Various Elevation of Base Station Antenna. *Journal of Communic. and Networks*, 2000, vol. 2, no. 4, pp. 305–316.
15. Blaunstein N., Toulch M., Laurila J., Bonek E., Katz D., et al. Signal Power Distribution in the Azimuth, Elevation and Time Delay Domains in Urban Environments for Various Elevations of Base Station Antenna. *IEEE Trans. Antennas and Propagation*, 2006, vol. 54, no. 10, pp. 2902–2916.
16. Tepedelenioglu C., Abdi A., Giannakis G. B., and Kaveh M. Estimation of Doppler Spread and Signal Strength in Mobile Communications with Applications to Handoff and Adaptive Transmission. *Wireless Commun. Mob. Comput.*, 2001, vol. 1, pp. 221–242.
17. Blaunstein N., Yarkoni N., and Katz D. Spatial and Temporal Distribution of the VHF/UHF Radio Waves in Built-up Land Communication Links. *IEEE Trans. Antenna Propagation*, 2006, vol. 54, no. 8, pp. 2345–2356.
18. *Propagation in Physical Radio Channel*. Available at: <http://www.wica.intec.ugent.be/research/propagation/physical-radiochannel> (accessed 30 December 2012).
19. *Multipath Propagation*. Available at: [http://en.wikipedia.org/wiki/Multipath\\_propagation](http://en.wikipedia.org/wiki/Multipath_propagation) (accessed 30 November 2009).
20. *How does Reflection Affect Radio Waves*. Available at: <http://www.qrg.northwestern.edu/projects/vss/docs/communications/2how-does-reflection-affect-radio-waves.html> (accessed 30 November 2012).

## Summary

Splitting the antenna up into several antenna elements with a possibility of adaptively combining the signals gives the well-known diversity gain, under the assumption of small correlation between the elements. The correlation depends on both the element pattern and the power distribution of the environmental spread. The diversity gain may be used on both the receiving and the transmitting side, but the highest gain is achieved when both sides are being optimized jointly. The gain is not only maximized, but there is also a diversity order of order  $M \times N$ . The real benefit comes from realizing that there are a potentially large number of parallel channels with almost the same good properties. This benefit may also be realized through space-time-coding or feed-back from the receiver to the transmitter (see [34]).

21. *The Laws of the Physical World*. Available at: <http://www.peoplephysics.com/physics-laws10.html> (accessed 30 December 2002).
22. *Reflection*. Available at: <http://www.acoustics.salford.ac.uk/feschools/waves/reflect.php> (accessed 01 January 2011).
23. *Fresnel Zones*. Available at: [http://www.4gon.co.uk/solutions/technical\\_fresnel\\_zones.php](http://www.4gon.co.uk/solutions/technical_fresnel_zones.php) (accessed 01 January 2011).
24. *Wave Diffraction*. Available at: <http://www.acoustics.salford.ac.uk/feschools/waves/diffract3.php> (accessed 01 January 2011).
25. *Ripple Tank*. Available at: [http://en.wikipedia.org/wiki/Ripple\\_tank](http://en.wikipedia.org/wiki/Ripple_tank) (accessed 30 December 2011).
26. **Yarkoni N., and N. Blaunstein**. Capacity and Spectral Efficiency of MIMO Wireless Systems in Multipath Urban Environments with Fading. *Proc. of European Conf. on Antennas and Propagation, EUCAP-2006*, Nice, France, November 6–10, 2006. 6 p.
27. **Telatar I. E., and Tse D. N. C.** Capacity and Mutual Information of Wideband Multipath Fading Channels. *IEEE Trans. Information Theory*, 2000, vol. 46, no. 4, pp. 1384–1400.
28. **Goldsmith A. J., and Varaiya P. P.** Capacity of Fading Channels with Channels Side Information. *IEEE Trans. Information Theory*, 1997, vol. 43, no. 6, pp. 1986–1992.
29. **Winters J. H.** On the Capacity of Radio Communication Systems with Diversity in a Rayleigh Fading Environments. *IEEE Select. Areas in Communication*, 1987, vol. 5, pp. 871–878.
30. **Chizhic D., Foschini G. J., and Valenzuela R. A.** Capacities of Multi-element Transmit and Receive Antennas: Correlations and Keyholes. *Electronic Letters*, 2000, vol. 36, pp. 1099–1100.
31. **Molisch A. F., Steinbauer M., Toeltsch M., et al.** Capacity of MIMO Systems Based on Measured Wireless Channels. *IEEE Select. Areas in Communic.*, 2002, vol. 20, no. 3, pp. 561–569.
32. **Alouini M.-S., Simon M. K., and Goldsmith A. J.** Average BER Performance of Single and Multi-Carrier DS-CSMA Systems over Generalized Fading Channels. *Wiley Journal on Wireless Systems and Mobile Computing*, 2001, vol. 1, no. 1, pp. 93–110.
33. **Goldsmith A. J.** The Capacity of Downlink Fading Channels with Variable Rate and Power. *IEEE Trans. on Vehicular Technol.*, 1997, vol. 46, no. 3, pp. 569–580.
34. **Blaunstein N., and Sergeev M. B.** Integration of Advanced LTE Technology and MIMO Network Based on Adaptive Multi-beam Antennas. *Lecture Notes in Computer Science (Including Subseries Lecture Notes in Artificial Intelligence and Lecture Notes in Bioinformatics)*, 2012, vol. 7469 LNCS, pp. 164–173.
35. **Sudhir Babu A., and K. V. Sambasiva Rao.** Evaluation of BER for AWGN, Rayleigh and Rician Fading Channels under Various Modulation Schemes. *Int. Journal of Computer Applications*, July 2011, vol. 26, no. 9, pp. 23–28.

УДК 535.31; 681.7

## МЕТОД АДАПТИВНОГО СМЕЩЕНИЯ ПОЛОСЫ ПРОПУСКАНИЯ ФИЛЬТРА ДЛЯ УЧЕТА СМЕЩЕНИЯ ЭМИССИОННОГО СПЕКТРА ИЗЛУЧАТЕЛЯ В ОПТИКО-ЭЛЕКТРОННЫХ ИЗМЕРИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМАХ

К. Дж. Алиева<sup>а</sup>, старший преподаватель, диссертант

<sup>а</sup>Азербайджанский технический университет, Баку, Азербайджанская Республика

**Постановка проблемы:** известные исследования свойств лазера Nd:YVO<sub>4</sub> показали, что при изменении температуры от 16 до 80 °С имеет место уширение спектральной линии и смещение максимума эмиссионного сечения поглощения в сторону больших длин волн. Такое температурное смещение длины волны излучаемой радиации характерно и для светоизлучающих диодов. Цель исследования — осуществить синтез оптико-электронной системы, где спектральное смещение максимума излучателя компенсируется путем адаптивного управления полосой пропускания интерференционных фильтров. **Результаты:** показано, что асинхронный температурный дрейф спектральной кривой эмиссии излучателей и полосы пропускания интерференционных фильтров может привести к существенному увеличению погрешности в оптико-измерительных системах. Разработан метод адаптивного управления плотно примыкающими друг к другу полосами пропускания двухсоставного интерференционного фильтра. Предложена реализация метода, согласно которому адаптивное управление считается законченным, если разница сигналов двух оптико-электронных каналов равна нулю или фиксированной величине. Разработана блок-схема системы, реализующей предлагаемый метод. **Практическая значимость:** применение предложенного метода в системах дистанционной оптико-электронной измерительной техники, где максимально эффективное воздействие всей энергии излучаемого оптического излучателя на конкретный исследуемый объект приобретает особую важность, позволяет повысить их действенность и эффективность функционирования.

**Ключевые слова** — адаптивность, интерференционный фильтр, оптико-электронные фильтры, измерения.

### Введение

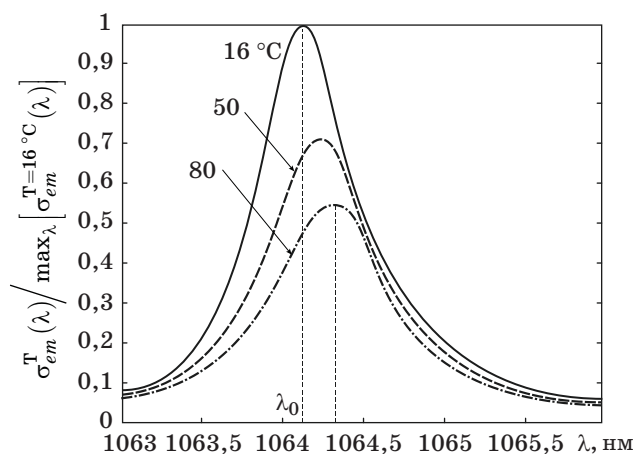
Можно с уверенностью сказать, что температурное смещение спектральных пиков в оптике является общей закономерностью, вызванной физическими закономерностями, действующими на молекулярном и атомном уровне. Кривые Планка и закон Вина являются ярким подтверждением спектрально-температурной зависимости, существующей в оптике. На практике вышеуказанная зависимость применительно к различным излучателям (лазерам, светоизлучающим диодам и т. д.) формально означает температурное смещение пика спектрального излучения, хотя физический механизм такого смещения в лидарах и в светоизлучающих диодах совершенно различен [1–7]. Кроме излучателей, температурно-зависимые спектральные изменения также присущи другим оптическим элементам, участвующим в формировании полезного вида спектра сигнала, поступающего на вход фоточувствительного приемника. Одними из таких элементов являются интерференционные фильтры, полоса пропускания которых может смещаться из-за воздействия таких факторов, как температура, влажность, угол падения входной оптической радиации и т. д. [8–11].

В настоящей статье будет проанализирована возможность компенсации искажений в оптико-электронных измерительных системах, вызванных температурным смещением спектрального пика излучателя, с помощью управляемых по предлагаемому алгоритму интерференционных фильтров.

### Постановка задачи учета смещения эмиссионного спектра излучателя

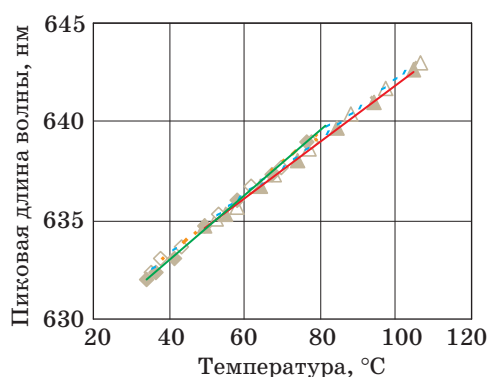
Прежде всего, рассмотрим особенности температурного смещения пика в спектре излучения твердотельных лазеров. Измерение температурных характеристик твердотельного Nd:YVO<sub>4</sub> лазера показало, что при изменении температуры от 16 до 80 °С происходит уширение спектральной линии и смещение пика эмиссионного сечения поглощения в сторону больших длин волн (рис. 1) [1].

Как было отмечено выше, температурное смещение длины волны излучаемой радиации ти-



■ Рис. 1. Смещение пика эмиссионного спектра лазера при увеличении температуры





■ **Рис. 2.** Зависимость пиковой длины волны светодиодов от температуры: широтно-импульсный ток ( $\Delta$ ) и неизменный постоянный ток ( $\blacktriangle$ ) через стык с изменением температуры внешней среды; неизменная температура внешней среды: температура стыка изменяется путем изменения широтно-импульсно-смодулированного тока ( $\diamond$ ) и величины непрерывного тока ( $\blacklozenge$ ) через стык

пично и для светоизлучающих диодов. По характерным зависимостям смещения спектральных пиков излучения от температуры для красных светодиодов (рис. 2) [5] видно, что общий характер изменения спектрального смещения пика достаточно линеен и однозначен.

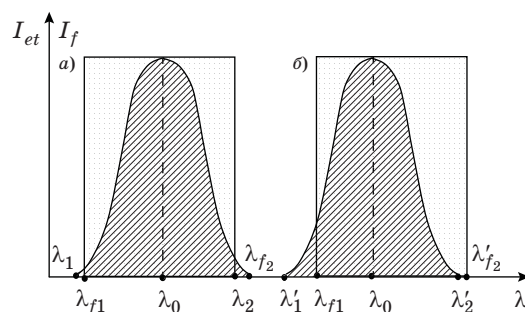
Существует ряд областей оптико-электронной измерительной техники, где важность приобретает максимально эффективное воздействие всей энергии оптического излучателя на конкретный исследуемый объект. При этом некоторое смещение спектра эмиссии источника излучения по длине волны не играет важной роли при выполнении следующего условия: полоса пропускания узкополосного интерференционного фильтра смещается синхронно с эмиссионным спектром излучателя, что позволяет предотвратить следующие нежелательные явления:

- пропускание фонового излучения;
- отсечение части эмиссионного спектра полосы пропускания фильтра.

Таким образом, задача исследования ставится следующим образом. Следует осуществить синтез оптико-электронного измерителя, в котором влияние спектрального смещения пика излучателя максимально компенсируется путем адаптивного управления полосой пропускания интерференционных фильтров.

### Решение задачи

Следует отметить, что статическое совмещение полосы пропускания фильтра и эмиссионного спектра излучателя (рис. 3, а) не позволяет исключить соответствующую погрешность, так как скорости температурного смещения эмисси-

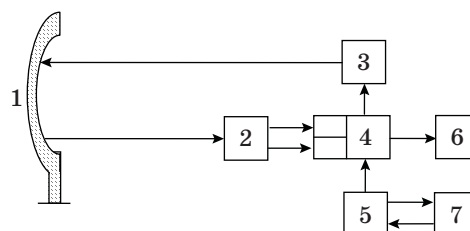


■ **Рис. 3.** Эффект несинхронного смещения полосы пропускания фильтра и эмиссионного спектра излучателя: а — состояние статического совмещения; б — результат асинхронного смещения;  $\lambda_1, \lambda_2$  ( $\lambda'_1, \lambda'_2$ ) — начальная и конечная точки несмещенного (смещенного) эмиссионного спектра

онного спектра излучателя и полосы пропускания фильтра различны.

Несогласованные температурные смещения полосы пропускания интерференционного фильтра и эмиссионного спектра излучателя приводят к снижению эффективности оптического тракта (рис. 3, б) из-за 1) частичного усечения кривой эмиссионного спектра и 2) возможности прохождения в оптоэлектронный тракт прибора шумового оптического излучения. При этом невозможно осуществить оперативное управление смещением полосы пропускания фильтра, так как непонятно, левая или правая часть эмиссионного спектра излучателя усечена смещенной полосой пропускания фильтра.

Для исключения погрешностей, вызванных эффектом асинхронного температурного смещения эмиссионного спектра излучателя и полосы пропускания интерференционного фильтра, предлагается метод, основанный на использовании двухсоставного интерференционного фильтра, реализованный в системе, представленной на рис. 4.



■ **Рис. 4.** Блок-схема синтезируемой оптико-электронной системы: 1 — исследуемый объект; 2 — разделитель отраженной с объекта радиации; 3 — излучатель; 4 — двойные фильтры; 5 — узел механического управления узлом наклона; 6 — устройство вычисления  $\Delta U$ ; 7 — устройство управления механическим узлом

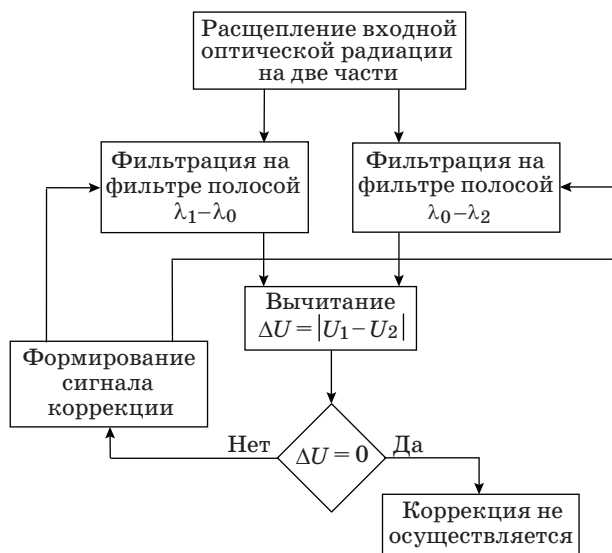
Алгоритм выполнения задачи по предлагаемому методу заключается в следующем (рис. 5).

1. Входная оптическая радиация на приемной части системы дистанционного зондирования разделяется на две равные по энергии части.

2. Первая часть входной оптической радиации пропускается через первый полосовой интерференционный фильтр с полосой пропускания  $\lambda_1-\lambda_0$ .

3. Вторая часть входной оптической радиации пропускается через второй полосовой интерференционный фильтр с полосой пропускания  $\lambda_0-\lambda_2$ .

4. При условии полной идентичности полосовых интерференционных фильтров и симметричности контура линии поглощения синхронизм температурного смещения полос пропускания фильтров и эмиссионного спектра излучателя достигается при равенстве сигналов, формируемых на двух оптико-электронных каналах.



■ Рис. 5. Алгоритм реализации предлагаемого метода

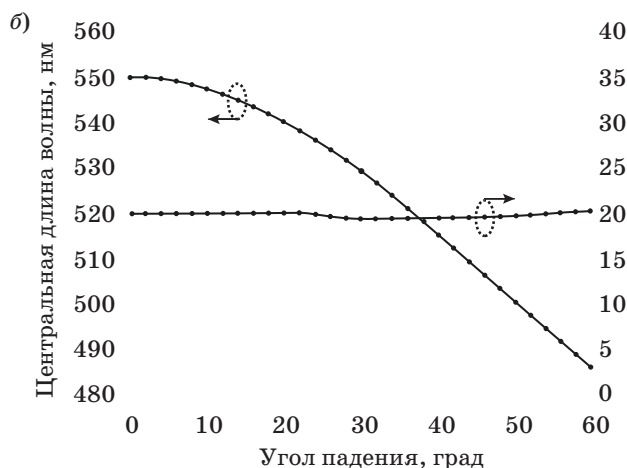
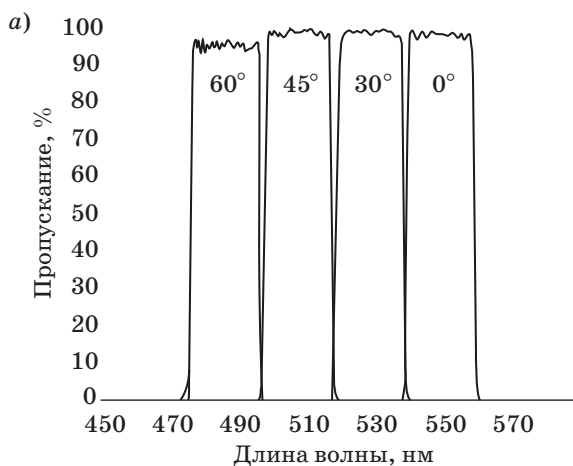
5. В случае нарушения условия равенства сигналов двух оптико-электронных каналов формируются соответствующие управляющие сигналы, воздействующие на полосовые фильтры в целях достижения равенства сигналов двух каналов.

### Практическая реализация

Одной из основных трудностей реализации предлагаемого метода является наличие управляемых и идентичных по форме контура полосы пропускания интерференционных фильтров, имеющих практически прямоугольную форму. До недавнего времени отсутствие идентичных фильтров с такими свойствами пропускания являлось основным препятствием. Однако в настоящее время компанией SEMROCK выпускаются регулируемые оптические интерференционные фильтры практически с прямоугольной формой полосы их пропускания [8].

Полосы пропускания управляемого интерференционного фильтра фирмы SEMROCK показаны на рис. 6, а. Управление позицией полосы пропускания фильтра осуществляется путем наклона плоскости фильтра относительно оптической оси оптико-электронного тракта. Характеристика управления полосой пропускания фильтра путем изменения угла падения входной оптической радиации на плоскость поверхности фильтра представлена на рис. 6, б [8].

В плане практической реализации предлагаемого метода адаптивного управления полосами пропускания двухсоставного интерференционного фильтра следует отметить, что отсутствие симметрии в контуре эмиссионного спектра излучателя не является принципиальным препятствием. При отсутствии такой симметрии предикат  $\Delta U = 0$ , используемый в алгоритме реализации метода (см. рис. 5), заменяется на условие  $\Delta U = a$ ,



■ Рис. 6. Полосы пропускания (а) и характеристика полосы пропускания (б) фильтра SEMROCK

в котором величина  $a$  в первом приближении определяется как

$$a = \int_{\lambda_1}^{\lambda_0} S(\lambda) d\lambda - \int_{\lambda_1}^{\lambda_2} S(\lambda) d\lambda,$$

где  $S(\lambda)$  — кривая контура эмиссионной линии излучателя.

## Заключение

В заключение сформулируем основные выводы и положения проведенного исследования.

1. Показано, что асинхронный температурный дрейф спектральной кривой эмиссии различных излучателей и полосы пропускания ин-

терференционных фильтров является одним из источников погрешностей в оптико-электронных измерительных системах.

2. Предложен новый метод адаптивного управления плотно примыкающими друг к другу полосами пропускания двухсоставного интерференционного фильтра, на вход составляющих которых поступают части расщепленной входной оптической радиации системы.

3. Разработан алгоритм реализации метода, согласно которому адаптивное управление считается завершенным, если разница сигналов двух оптико-электронных каналов равна нулю или фиксированной величине.

4. Предложена блок-схема системы, реализующей предлагаемый метод повышения точности оптико-электронных измерений.

## Литература

1. **Delen X., Balembois F., Georges P.** Temperature Dependence of the of Nd:YVO<sub>4</sub> around 1064 nm and Consequences on Laser Operation // Journal of the Optical Society of America B. 2011. Vol. 28. Iss. 5. P. 972–976.
2. **Kohler B., Brand T., Haag M., Biesenbach J.** Wavelength Stabilized High-Power Diode Laser Modules. [http://dilas.com/gdresources/downloads/whitepapers/DILAS\\_PW09\\_7198\\_3608\\_1230.pdf](http://dilas.com/gdresources/downloads/whitepapers/DILAS_PW09_7198_3608_1230.pdf) (дата обращения: 15.05.2014).
3. **High-Performance Wavelength-Locked Diode Lasers/** P. Leisher, K. Price, S. Karlsen, D. Balsley, D. Newman, R. Martinsen, S. Patterson // High-Power Diode Laser Technology and Applications VII: Proc. of the SPIE 2009. Vol. 7198–38. doi:10.1117/12.813528
4. **High-Spectral Brightness Pump Sources for Diode-Pumped Solid State Lasers/** W. Hu, F. D. Patel, M. L. Osowski, R. M. Lammert, Se. W. Oh, Ch. Panja, V. C. Elarde, L. Vaissie, J. E. Ungar // High-Power Diode Laser Technology and Applications VII: Proc. of the SPIE 2009. Vol. 7198; 71981R. doi: 10.1117/12.805096
5. **Gu Y., Narendran N., Donq T., Wu H.** Spectral and Luminous Efficacy Change of High-Power LEDs under Different Dimming Methods // Sixth Intern. Conf. on Solid State Lighting: Proc. of SPIE 6337, 63370J. [http://www.rc.rpi.edu/programs/solid-state/pdf/Gu\\_SPIE6337-17.pdf](http://www.rc.rpi.edu/programs/solid-state/pdf/Gu_SPIE6337-17.pdf) (дата обращения: 15.05.2014).
6. **Zabiliute A.** Temperature Characteristics of LEDs. — Vilnius: Vilnius University, 2013. — 10 p.
7. **Mukai T., Yamada M., Nakamura Sh.** Characteristics of InGaN-Based UV/Blue/Green/Red Light-Emitting Diodes // Japanese Journal of Applied Physics. July 1999. Vol. 38. Part 1. N 7A. P. 3976–3981.
8. **Erdogan T., Wang L.** Semrock Versa Chrome™ — the First Widely Tunable Thin-Film Optical Filters. [www.semrock.com](http://www.semrock.com) (дата обращения: 15.05.2014).
9. **Individual Semrock Fluorescence Filters.** [http://www.laser2000.co.uk/microscopy\\_&\\_imaging.php](http://www.laser2000.co.uk/microscopy_&_imaging.php). Category=225 (дата обращения: 15.05.2014).
10. **Semrock** — Filter Orientation. <http://www.semrock.com/filter-orientation.aspx> (дата обращения: 15.05.2014).
11. **Semrock.** The Standard in Optical Filters for Biotech and Analytical Instrumentation. <http://www.semrock.com/Catalog/SetDetails.aspx?SetBasePartID=29> (дата обращения: 15.05.2014).

UDC 535.31; 681.7

## Filter Bandpass Adaptive Shift to Compensate for Emission Spectral Shift in Optic-Electronic Measuring Systems

Alieva K. J.<sup>a</sup>, Senior Lecturer, Researcher, [k\\_alieva\\_ba@mail.ru](mailto:k_alieva_ba@mail.ru)

<sup>a</sup>Azerbaijan Technical University, 25, Hussein Javid St., AZ1073, Baku, Azerbaijan Republic

**Purpose:** Researching the features of Nd:YVO<sub>4</sub> laser showed that when the temperature grows from 16 to 80 C, the spectral line widens and the emission cross-section maximum moves towards longer wavelengths. Such a temperature-related shift of the emitted radiation wavelength is also peculiar to light emission diodes. The aim of this work is synthesizing an optic-electronic measuring system in which the spectral shift of the emitter maximum is compensated by the adaptive control over the interference filter bandpass.

**Results:** It was shown that an asynchronous temperature shift of the spectral emission curve and interference filter bandpass can lead to a significant error in optic-electronic measuring systems. A method was developed of adaptive control over adjacent bandpasses of a double interference filter. A way to implement the method was proposed, in which the adaptive control is considered completed if the difference in signals of two optic-electronic channels is equal to zero or has a fixed value. For the system implementing the suggested method, a chart diagram was developed. **Practical relevance:** The proposed method should definitely be used in remote optic-electronic measuring systems where the maximum effective impact of all the emitted radiation energy on the researched object is especially important. The method can considerably increase the efficiency of these systems.

**Keywords** — Adaptiveness, Interference Filter, Optic-Electronic Systems, Measurements.

#### Reference

1. Delen X., Balembois F., Georges P. Temperature Dependence of the of Nd:YVO<sub>4</sub> around 1064 nm and Consequences on Laser Operation. *Journal of the Optical Society of America B*, 2011, vol. 28, iss. 5, pp. 972–976.
2. Kohler B., Brand T., Haag M., Biesenbach J. *Wavelength Stabilized High-Power Diode Laser Modules*. Available at: [http://dilias.com/gdresources/downloads/whitepapers/DILAS\\_PW09\\_7198\\_3608\\_1230.pdf](http://dilias.com/gdresources/downloads/whitepapers/DILAS_PW09_7198_3608_1230.pdf) (accessed 15 May 2014).
3. Leisher P., Price K., Karlsen S., Balsley D., Newman D., Martinsen R., Patterson S. High-Performance Wavelength-Locked Diode Lasers. *High-Power Diode Laser Technology and Applications VII. Proc. of the SPIE 2009*, vol. 7198-38. doi:10.1117/12.813528
4. Hu W., Patel F. D., Osowski M. L., Lammert R. M., Oh Se. W., Panja Ch., Elarde V. C., Vaissie L., Ungar J. E. High-Spectral Brightness Pump Sources for Diode-Pumped Solid State Lasers. *High-Power Diode Laser Technology and Applications VII. Proc. of the SPIE 2009*, vol. 7198; 71981R. doi: 10.1117/12.805096
5. Gu Y., Narendran N., Donq T., Wu H. Spectral and Luminous Efficacy Change of High-Power LEDs under Different Dimming Methods. *Sixth Intern. Conf. on Solid State Lighting. Proc. of SPIE*, vol. 6337; 63370J. Available at: [http://www.rc.rpi.edu/programs/solidstate/pdf/Gu\\_SPIE6337-17.pdf](http://www.rc.rpi.edu/programs/solidstate/pdf/Gu_SPIE6337-17.pdf) (accessed 15 May 2014).
6. Zabaliute A. *Temperature Characteristics of LEDs*. Vilnius, Vilnius University, 2013. 10 p.
7. Mukai T., Yamada M., Nakamura Sh. Characteristics of In-GaN-Based UV/Blue/Green/Red Light-Emitting Diodes. *Japanese Journal of Applied Physics*, July 1999, vol. 38, part 1, no. 7A, pp. 3976–3981.
8. Erdogan T., Wang L. *SemrockVersaChrome™ — the First Widely Tunable Thin-Film Optical Filters*. Available at: [www.semrock.com](http://www.semrock.com) (accessed 15 May 2014).
9. *Individual Semrock Fluorescence Filters*. Available at: [http://www.laser2000.co.uk/microscopy\\_&\\_imaging.php.Category=225](http://www.laser2000.co.uk/microscopy_&_imaging.php.Category=225) (accessed 15 May 2014).
10. *Semrock — Filter Orientation*. Available at: <http://www.semrock.com/filter-orientation.aspx> (accessed 15 May 2014).
11. *Semrock. The Standard in Optical Filters for Biotech and Analytical Instrumentation*. Available at: <http://www.semrock.com/Catalog/SetDetails.aspx?SetBasePartID=29> (accessed 15 May 2014).



УДК 338.312

## ОЦЕНКА РЕЗЕРВОВ ПРОИЗВОДСТВА, СПОСОБСТВУЮЩИХ ФОРМИРОВАНИЮ ЭФФЕКТИВНОЙ И РЕЗУЛЬТАТИВНОЙ ПРОИЗВОДСТВЕННОЙ СИСТЕМЫ

Е. С. Балашова<sup>а</sup>, канд. экон. наук, доцент

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

**Постановка проблемы:** эффективность деятельности основных субъектов российской экономики крайне низка и составляет не более 26 % от уровня соответствующих показателей в США. Важнейшей причиной столь удручающих результатов, согласно исследованиям McKinsey Global Institute, является неэффективная организация труда, не позволяющая в полной мере выявлять и использовать в деятельности компаний имеющиеся резервы производства. Отсутствие четкого понимания терминологической разницы в определениях резервов производства и их формализованных классификаций усугубляет данную проблему. Целью работы является анализ групп производственных резервов предприятий и организаций, способствующих формированию эффективной и результативной производственной системы, и оценка их влияния на формирование результативной и эффективной производственной системы предприятия. **Результаты:** предложено разделение классификаций групп производственных резервов по следующим признакам: как запасов ресурсных групп и как возможностей повышения эффективности производства. Показано, что управление производственными резервами позволяет увеличивать объем производства продукции, повышать ее качество без привлечения значительных дополнительных средств из внешних источников и собственного резервного фонда. Рассмотрены показатели оценки использования резервов в производственном процессе; подчеркнута особая роль в оценке показателя производительности труда. **Практическая значимость:** предлагаемые подходы к оценке производственных резервов могут служить основой для разработки методов, способствующих формированию эффективной и результативной производственной системы предприятия.

**Ключевые слова** — производственные резервы, запасы ресурсных групп, повышение эффективности производства, производственные потери, производительность труда.

### Введение

Развитие предприятия и получение «сверхприбыли» должны осуществляться путем мобилизации производственных резервов. Таким образом, компания реализует наиболее экономичную и одновременно конкурентоспособную стратегию развития, которая практически полностью совпадает с основной логикой современной системы организации бизнес-процессов и систем *lean production* (бережливое производство) «...улучшение деятельности с помощью внутренних резервов...» [1]. Однако анализ публикаций по *lean production* [2–5] показывает, что данный подход к управлению предприятием сводит процесс улучшения к визуализации и сокращению (полному или частичному) производственных потерь. Следует отличать эти два понятия — производственные резервы и производственные потери. Если под последними традиционно понимают «... деятельность, за которую потребитель не намерен платить...» [6], то к производственным резервам следует относить любые возможности улучшения применения используемых ресурсов (факторов производства) и ресурсов, потенциально могущих быть использованными, в результате совершенствования организационных, управленческих, производственных и технологических процессов. Производственные потери, на наш взгляд, являются индикатором наличия производственных резервов в процессах предприятия.

### Анализ существующих подходов к определению термина «производственные резервы»

Необходимо отметить, что в отечественной специальной литературе понятие «резервы» традиционно двояко, что частично объясняется особенностями перевода термина-первоисточника<sup>1</sup>: во-первых, под резервами понимают неиспользуемые по разным причинам в настоящий момент запасы имеющихся в компании ресурсных групп; во-вторых, к ним относят возможности повышения эффективности производства. Л. Т. Гиляровская и Л. В. Мельникова [7] подтверждают, что термин «резервы» применяется в экономической литературе и практике в разных смыслах: с одной стороны, резервами считаются запасы ресурсов, созданные целенаправленно для бесперебойной работы предприятия, с другой — резервами считаются неиспользованные возможности повышения эффективности производства. По мнению В. Г. Дорогостайского [8], это отражается в сочетаниях со многими бухгалтерскими и экономическими категориями. Следует понимать, что данные определения принципиально отличны друг от друга, и отсутствие четкого формализованного

<sup>1</sup> Слово «резерв» происходит, согласно одним источникам, от французского «reserve», что в переводе означает «запас», или, согласно другим источникам, от латинского «reservere», что переводится как «сберегать», «сохранять».

разграничения приводит к терминологической путанице. Ниже представлены определения термина «резервы», данные некоторыми авторами, показывающие различия формулировок.

Резервы как запасы ресурсных групп:

— «возможности улучшения использования ресурсов в результате изменения (совершенствования) использования ресурсов в результате изменения организации труда, производственного процесса и управления, технологического процесса» [9];

— «неиспользованные возможности удельного расхода материальных ресурсов, труда, капитальных затрат» [10].

Резервы как возможности повышения эффективности производства:

— «потенциальные, неиспользованные в предплановом и возникающие в плановом периодах в конкретных условиях новые возможности развития производства, его интенсификация в результате научно-технического прогресса, внедрения новейших методов организации производства и труда, распространения передового отечественного и зарубежного опыта управления производством, ликвидации потерь» [11];

— «возможность повышения эффективности деятельности предприятия на основе использования достижений научно-технического прогресса и передового опыта» [12].

Определение исследуемого термина, данное Л. Т. Гиляровской и Л. В. Мельниковой [7], объединяет вышеприведенные формулировки: «внутренние возможности лучшего использования ресурсов предприятий, компаний, позволяющие увеличивать объем производства продукции, повышать ее качество без привлечения значительных дополнительных средств из внешних источников и собственного резервного фонда».

В отечественной литературе рассмотрено множество аспектов резервного управления, при этом точки зрения ученых-экономистов на терминологические спорные вопросы не имеют системного характера, объединяющего проблему в единое целое. Однако не требует доказательства утверждение, что резервный потенциал организации является интегральным фактором ее успеха в конкурентной борьбе. Разрыв между достигнутым состоянием использования ресурсов производства и возможно более полным их использованием зависит от объема производственных потерь, нерациональных затрат, уровня научно-технического прогресса в отрасли, регионе, на предприятии.

Понимание резервов как запасов ресурсных групп исторически появилось раньше. Считается, что впервые принцип резервирования как способ регуляции конечных бухгалтерских результатов был датирован началом XV в. В. И. Ткач

и С. В. Романова [13] выделяют три основных этапа развития резервной системы:

1) возникновение, осмысление и практическое применение резервирования в учете (XIV–XVIII вв.);

2) формирование системы резервов предприятия (XIX — начало, первая половина XX в.);

3) формирование экономического характера резервной системы.

Производственные резервы как запасы ресурсных групп являются необходимым условием минимизации рисков производственной деятельности предприятия, при этом формирование резервной системы, по мнению И. Ф. Таусовой [14], должно быть представлено следующими этапами: 1) идентификация рисков; 2) оценка и классификация рисков, под которые создаются резервы; 3) создание резервов; 4) оценка потребности в корректировке или использовании резервов; 5) использование резервов; 6) оценка эффективности использования резервов.

### Формализация классификаций производственных резервов

Классификация резервов в представлении запасами ресурсных групп необходима в целях эффективного контроля их целевого использования:

1) резервы под активы (оценочные резервы);

2) резервы под обязательства (оценочные резервы);

3) резервы под капитал (фонды).

Научно-технический прогресс и постоянно возрастающий уровень конкуренции в промышленности являются основой того, что все чаще под резервами по умолчанию понимают внутренние возможности более продуктивного использования ресурсов предприятия, позволяющих максимально полно достигать стратегических целей деятельности бизнес-субъекта без привлечения дополнительных средств из внешних или внутренних источников. Мобилизация резервов производства представляет собой наиболее экономичный путь его развития, она обеспечивает высокие темпы роста экономических показателей и повышение темпов внутрипроизводственных накоплений, обеспечивающих конкурентный потенциал предприятия. Рассматривая резервы как возможности повышения эффективности производства, необходимо учитывать то, что процесс образования производственных резервов непрерывен, так как связан с НТП и совершенствованием организационных процессов компании.

Несмотря на наличие значительного числа исследований производственных резервов как возможностей повышения эффективности производства, на настоящий момент существуют трудности в формализации единой классификации



■ Формализованная классификация производственных резервов как возможностей повышения эффективности производства

производственных резервов [15]. На рисунке представлено авторское понимание данного вопроса. Следует обратить внимание, что наряду с традиционными классификационными признаками, такими как отношение к процессу производства, очевидность отражения в управленческом учете, соответствие стадиям жизненного цикла продукции, зависимость от методов реализации деятельности, а также в соответствии с принятой классификацией производственных ресурсов некоторыми учеными в настоящий момент предлагаются новые классификационные группы (таблица). Так, например, Г. П. Соляник [16] предложил классифицировать производственные резервы по возможности их реализации. Уточняя принципиальное значение этого классификационного признака в методологическом отношении для оценки уровня их мобилизации, он сформулировал терминологическое определение каждой группы производственных резервов. Д. К. Шевченко и О. В. Кирсанов, изучая влияние резервных групп на эффективность производства, особое внимание уделили такому классификационному признаку, как функции управления производственно-хозяйственной деятельности. По их мнению, разделение сферы управления и узкая функциональная специализация персонала обусловили выделение данной классификационной группы.

### Показатели оценки использования резервов в производственном процессе

Продолжая анализ классификационных групп производственных резервов, стоит обратить внимание на то, что в существующих рекомендациях Министерства экономического развития и торговли РФ не содержится никаких указаний по выявлению и оценке скрытых резервов производства, расчетов прироста объемов производства за счет более полного использования производственных резервов [9]. Поэтому планирование объема, ассортимента, качества продукции осуществляется без учета этих факторов по принципу «от достигнутого уровня использования возможностей предприятий и организаций». В то же время опыт работы предприятий зарубежных стран свидетельствует о том, что независимо от загрузки мощностей предприятия все скрытые и явные производственные резервы должны учитываться на рабочих местах при анализе и оценке эффективности производственных процессов и общей деятельности предприятия. Данная проблема находит свое отражение в статистических отчетах Федеральной государственной службы статистики РФ, Статистического бюро Европейского союза, Организации экономического сотрудничества и развития.

В самом общем виде оценка задействованных в производственном процессе резервов осуществ-

#### ■ Содержание отдельных групп производственных резервов

Группа резервов	Определение содержания
<i>По возможности реализации</i>	
Потенциальные	Возможные резервы, использование которых не зависит от уровня развития техники и технологии (технического уровня производства), от уровня организации и экономики труда, управления и производства (организационно-экономического уровня), от общих условий производства
Вероятные	Резервы, могущие быть использованными при максимальном отраслевом или региональном техническом или организационно-экономическом уровне производства
Планируемые	Резервы, использование которых предполагается при запланированном уровне техники и технологии, экономики и организации труда, управления и производства и общих условиях
Используемые	Резервы, образующиеся вследствие деятельности по реализации факторов интенсификации производственного ресурсоиспользования в отчетном периоде
<i>По функциям управления производственно-хозяйственной деятельности</i>	
Организационные	Потенциальные резервы повышения эффективности производства в целом за счет организационных мероприятий, в том числе по отдельным ресурсным группам (трудовые ресурсы, машины и оборудование, энергетические ресурсы)
Технические	Резервы, зависящие от степени механизации, автоматизации, компьютеризации производственных и управленческих процессов, внедрения последних достижений научно-технического прогресса, модернизации оборудования, внедрения малоотходных технологий, повышения качества работ и продукции
Экономические	Резервы, связанные с необходимостью совершенствования хозяйственного механизма предприятия, улучшения планирования и стимулирования мер по выявлению и эффективному использованию скрытых резервов производства
Социальные	Неиспользованные резервы роста работоспособности и снижения утомляемости работников, способствующие росту производительности труда



вляется путем расчета и анализа таких технико-экономических показателей эффективности деятельности, как:

- 1) производительность труда (прямой показатель — выработка, обратный — трудоемкость);
- 2) материалоемкость и материалотдача;
- 3) фондоемкость и фондоотдача;
- 4) рентабельность основной деятельности и продукции.

В этом ряду динамика показателя производительности труда, на наш взгляд, особенно важна и наглядна. Производительность труда считается в целом по экономике и видам экономической деятельности, продукция которых реализуется по рыночным ценам. По экономике в целом индекс производительности труда рассчитывается как частное от деления индексов физического объема добавленной стоимости и изменения совокупных затрат труда в эквиваленте полной занятости. По видам экономической деятельности до 2010 г. индекс определялся как частное от деления индексов физического объема выпуска и изменения совокупных затрат труда по «чистым» видам деятельности, начиная с 2010 г. — как частное от деления индексов физического объема добавленной стоимости и изменения совокупных затрат труда по «хозяйственным» видам деятельности. Его значения показывают динамику индексов физического объема добавленной стоимости и изменения совокупных затрат труда в эквиваленте полной занятости. В России они практически во всех видах экономической деятельности в несколько раз ниже, чем в экономически развитых странах, и составляют 33 % от уровня в США в сталелитейной промышленности, 31 % — в розничной торговле, 23 % — в жилищном строительстве, 15 % — в электроэнергетике. При этом производительность труда в России за последние пять лет увеличилась в 1,7 раза, но данный рост рас-

ценивается специалистами как следствие более полной загрузки производственных мощностей. Эти источники экономического роста на настоящий момент задействованы практически полностью. Следует отметить также, что на низкую эффективность производства российских предприятий серьезное влияние оказывают сокращение численности трудовых ресурсов и минимальные объемы производства новых мощностей, что подчеркивает важность и своевременность выявления и применения имеющихся производственных резервов и оценки эффективности данного процесса.

### Заключение

Использование в производственном процессе резервов производства — основа экономического роста национальной экономики, находящей свое отражение в повышении производительности труда отдельных предприятий.

Однако практика показывает, что данная тенденция не в полной мере присутствует в деятельности российских предприятий. Как правило, рост производительности труда, отражающий эффективную и результативную производственную систему, происходит не за счет выявления и применения имеющихся производственных резервов, а за счет повышения интенсивности труда, что малоэффективно и находит свое отражение в сравнении аналогичных показателей эффективности производственной деятельности разных стран. Использование в операционной деятельности производственных резервов должно начинаться с терминологического единообразия и формализации основных понятий, что позволяет однозначно толковать выявленные резервные группы и применять для их задействования соответствующие инструменты и методы.

### Литература

1. Ohno T. Toyota Production System: Beyond Large Scale Production. — Portland, OR: Productivity Press, 1988. — 143 p.
2. Womack J. P., Jones D. T. Lean Thinking: Banish Waste and Create Wealth in Your Corporation. — Free Press, 2003. — 400 p.
3. Гусейнов Р. М., Семенихина В. А. Экономическая история. История экономических учений. — М.: Омега-Л, 2012. — 384 с.
4. George M. Lean Six Sigma: Combining Six Sigma Quality with Lean Production Speed. — N. Y.: McGraw-Hill, 2002. — 300 p.
5. Liker J. The Toyota Way: 14 Management Principles from the World's Greatest Manufacturer. — N. Y.: McGraw-Hill, 2004. — 330 p.
6. Imai M. Gemba Kaizen: A Commonsense, Low-Cost Approach to Management. — N. Y.: McGraw-Hill, 1997. — 354 p.
7. Гиляровская Л. Т., Мельникова Л. В. Бухгалтерский учет финансовых резервов предприятия. — СПб.: Питер, 2003. — 192 с.
8. Дорогостайский В. Г. Бухгалтерский учет резервов в коммерческих организациях: дис. ... канд. экон. наук/ФИНЭК. — СПб., 2002. — 198 с.
9. Производственные резервы и их виды. <http://www.ilect.ru/articles/production-reserves> (дата обращения: 19.10.2014).
10. Основные резервы развития производства. Их сущность и классификация. [http://www.0ck.ru/ekonomika\\_i\\_ekonomicheskaya\\_teoriya/osnovnye\\_rezervy\\_razvitiya\\_proizvodstva.html](http://www.0ck.ru/ekonomika_i_ekonomicheskaya_teoriya/osnovnye_rezervy_razvitiya_proizvodstva.html) (дата обращения: 19.10.2014).

11. Кучерова Е. Н. Сущность и классификация резервов развития предприятия. [http://www.kucherova.ru/ovush\\_ef\\_isp\\_rez/sushnost\\_klassifikaciya\\_rezervov/index.html](http://www.kucherova.ru/ovush_ef_isp_rez/sushnost_klassifikaciya_rezervov/index.html) (дата обращения: 19.10.2014).
12. Виды резервов, их классификация. Комплексная оценка резервов роста эффективности производства. <http://analizeko.ru/otvety-k-ekzamenu-po-redmetu-ekonomicheskij-analiz/82-vidy-rezervov-ix-klassifikaciya-kompleksnaya-ocenka-rezervov.html> (дата обращения: 19.10.2014).
13. Ткач В. И., Романова С. В., Чешев С. А. Учет резервов предприятия. Анализ резервов. — М.: ПРИОР, 2000. — 96 с.
14. Таусова И. Ф. Контрольные аспекты реализации резервной политики // Вестник Адыгейского государственного университета. Сер. 5. Экономика. 2009. № 1. С. 129–135.
15. Шевченко Д. К., Кирсанов О. В. Резервы производства, их классификация и влияние на эффективность производства // Вопросы экономики. Изв. Дальневосточного федерального университета. Экономика и управление. 2006. № 1. С. 3–10.
16. Соляник Г. П. Механизм образования ресурсных резервов в хозяйственных системах // Общество: политика, экономика, право. 2013. № 1. С. 35–43.

UDC 338.312

## Assessment of Production Reserves Helping to Form an Efficient Production System

Balashova E. S.<sup>a</sup>, PhD, Econ., Associate Professor, elenabalashova@mail.ru<sup>a</sup>Saint-Petersburg Polytechnic University, 29, Polytechnicheskaja St., 195251, Saint-Petersburg, Russian Federation

**Purpose:** The main subjects of Russian economy have very low efficiency which makes no more than 26% of the respective indicators in the USA. According to McKinsey Global Institute, this is caused by inefficient labor management which prevents the companies from revealing and fully employing the available production reserves. Lack of clear understanding of the terminological difference in the definitions of production reserves and their formalized classifications aggravates this problem. The purpose of this work is analyzing groups of production reserves of enterprises and organizations, promoting the build-up of an efficient production system. **Results:** It was proposed to divide the classifications of the groups of production reserves according to the following signs: as stocks of resource groups and as production efficiency increase opportunities. It was shown that management of production reserves allows you to increase the production volume and quality without attracting considerable additional resources from external sources and your own reserve fund. The indicators of assessment of using reserves in the production process were discussed. For the labor productivity indicator, its special role in the assessment was shown. **Practical relevance:** The proposed approaches to the assessment of production reserves can form a basis for developing methods to form efficient production system of an enterprise.

**Keywords** — Production Reserves, Stocks of Resource Groups, Production Efficiency Increase, Production Losses, Labor Productivity.

## References

1. Ohno T. *Toyota Production System: Beyond Large Scale Production*. Portland, OR, Productivity Press, 1988. 143 p.
2. Womack J. P., Jones D. T. *Lean Thinking: Banish Waste and Create Wealth in Your Corporation*. New York, NY, Simon and Schuster, 2003. 400 p.
3. Guseinov R. M., Semenikhina V. A. *Ekonomicheskaja istoriia. Istoriia ekonomicheskikh uchenii* [Economic History. History of Economic Doctrines]. Moscow, Omega-L Publ., 2012. 384 p. (In Russian).
4. George M. *Lean Six Sigma: Combining Six Sigma Quality with Lean Production Speed*. New York, NY, McGraw-Hill, 2002. 300 p.
5. Liker J. *The Toyota Way: 14 Management Principles from the World's Greatest Manufacturer*. New York, NY, McGraw-Hill, 2004. 330 p.
6. Imai M. *Gemba Kaizen: A Commonsense, Low-Cost Approach to Management*. New York, NY, McGraw-Hill, 1997. 354 p.
7. Giliarovskaja L. T., Mel'nikova L. V. *Bukhgalterskii uchet finansovykh rezervov predpriiatiia* [Accounting of Financial Reserves of Enterprise]. Saint-Petersburg, Piter Publ., 2003. 192 p. (In Russian).
8. Dorogostaiskii V. G. *Bukhgalterskii uchet rezervov v kommercheskikh organizatsiakh*. Dis. kand. ekon. nauk [Accounting of Reserves in the Commercial Organizations. PhD econ. sci. diss.]. Saint-Petersburg, FINEC Publ., 2002. 198 p. (In Russian).
9. *Proizvodstvennye rezervy i ikh vidy* [Production Reserves and Their Types]. Available at: <http://www.ilect.ru/articles/production-reserves> (accessed 19 November 2014).
10. *Osnovnye rezervy razvitiia proizvodstva. Ikh sut' i klassifikatsiia* [Main Reserves of Development of Production, Their Essence and Classification]. Available at: [http://www.ock.ru/ekonomika\\_i\\_ekonomicheskaya\\_teoriya/osnovnye\\_rezervy\\_razvitiia\\_proizvodstva.html](http://www.ock.ru/ekonomika_i_ekonomicheskaya_teoriya/osnovnye_rezervy_razvitiia_proizvodstva.html) (accessed 19 November 2014).
11. Kucherova E. N. *Sushchnost' i klassifikatsiia rezervov razvitiia predpriiatiia* [The Essence and Classification of Reserves of Enterprise Development]. Available at: [http://www.kucherova.ru/ovush\\_ef\\_isp\\_rez/sushnost\\_klassifikaciya\\_rezervov/index.html](http://www.kucherova.ru/ovush_ef_isp_rez/sushnost_klassifikaciya_rezervov/index.html) (accessed 19 November 2014).
12. *Vidy rezervov, ikh klassifikatsiia. Kompleksnaia otsenka rezervov rosta effektivnosti proizvodstva* [Types of Reserves, Their Classification. Complex Assessment of Reserves of Growth of Production Efficiency]. Available at: <http://analizeko.ru/otvety-k-ekzamenu-po-predmetu-ekonomicheskij-analiz/82-vidy-rezervov-ix-klassifikaciya-kompleksnaya-ocenka-rezervov.html> (accessed 19 November 2014).
13. Tkach V. I., Romanova S. V., Cheshev S. A. *Uchet rezervov predpriiatiia. Analiz rezervov* [Accounting of Reserves of the Enterprise. Analysis of Reserves]. Moscow, PRIOR Publ., 2000. 96 p. (In Russian).
14. Tausova I. F. Control Aspects of Realization of Reserve Policy. *Vestnik Adygeiskogo gosudarstvennogo universiteta. Ser. 5. Ekonomika*, 2009, no. 1, pp. 129–135 (In Russian).
15. Shevchenko D. K., Kirsanov O. V. Production Reserves, their Classification and Influence on Production Efficiency. *Izvestiia Dal'nevostochnogo federal'nogo universiteta. Ekonomika i upravlenie*, 2006, no. 1, pp. 3–10 (In Russian).
16. Solyanik G. P. Mechanism of Resource Building in the Economic Systems. *Obshchestvo: politika, ekonomika, pravo*, 2013, no. 1, pp. 35–43 (In Russian).

УДК 005; 658.5.012.7

## МЕТОДИКА ОПТИМИЗАЦИИ ЧИСЛЕННОСТИ ПЕРСОНАЛА ПРОВАЙДЕРА

В. А. Тушавин<sup>а</sup>, канд. техн. наук, канд. экон. наук

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

**Постановка проблемы:** повышение роли бизнес-процессов поддержки информационно-коммуникационных технологий на предприятиях всех отраслей народного хозяйства при непрерывном требовании рынка к снижению постоянных затрат ставит задачу оптимизации численности персонала провайдера услуг в сфере информационно-коммуникационных технологий. Различные уровни внедрения информационных систем, квалификации пользователей, а также толерантности бизнеса не позволяют решить эту задачу методом нормировки трудозатрат. Многочисленные исследования по теме оптимизации персонала либо используют некие эмпирические нормативы, либо сводят задачу к минимизации численности персонала или затрат на персонал. Качество бизнес-процесса с точки зрения потребителя в этом случае особо не рассматривается. Целью работы является разработка метода управления численностью персонала провайдера, позволяющего ее оптимизировать для выбранного показателя эффективности. **Результаты:** построена дискретная модель событий бизнес-процесса технической поддержки провайдера услуг в области информационно-коммуникационных технологий. На основании модели предложен подход к оптимизации численности персонала по критерию альтернативной стоимости. Проведено сравнение метода Салуквадзе с предложенным подходом и показана большая адекватность последнего при решении задач такого рода. Выявлено экономическое преимущество единой группы специалистов в сравнении с выделением отдельного колл-центра. Новизна подхода состоит в том, что оптимальное значение численности персонала находится с учетом интересов провайдера и заказчика услуг путем минимизации функции альтернативных затрат на одно обращение. **Практическая значимость:** разработанный метод управления численностью персонала провайдера позволяет снизить затраты на содержание персонала при снижении времени такта в работе с обращениями пользователей.

**Ключевые слова** — служба поддержки, качество информационных технологий, оптимизация, альтернативные затраты, колл-центр, численность персонала.

### Введение

Экономический кризис и снижение темпов экономического роста в последние шесть лет ставят перед менеджментом организаций задачи по систематической работе над снижением постоянных затрат. Предприятия в сфере информационных технологий (ИТ), особенно внутривхолдинговые, не являются исключением. Возникает парадоксальная ситуация, когда одновременно наблюдается повышение уровня информатизации и автоматизации бизнес-процессов предприятия при требовании к снижению затрат на персонал. Анализ последних публикаций по данной тематике показывает, что достаточно большая часть отечественных исследований, связанных с вопросом оптимизации численности, основывается либо на нормативах СССР, не учитывая при этом рост производительности труда, либо на классических подходах. Так, в работе [1] предлагаются регрессионные модели, основанные на справочниках прошлого века. В работе А. И. Нечаевой выделяются «три основных метода для расчета научно обоснованных норм труда, используемых экспертами: это — хронометраж (т. е. дословно — засечение времени выполнения какой-либо работы/операции/процедуры; как правило, берут усредненный показатель); метод моментных наблюдений («наблюдатель»-эксперт обходит группу сотрудников (5–20 человек) по заранее установлен-

ному маршруту и отмечает их наиболее частый вид деятельности); «фотография» рабочего времени/дня (характеризуется данный метод выявлением «картинки», «образа» рабочей атмосферы и, как следствие, структуры посторонних затрат рабочего времени)» [2] без особой конкретности. В целом из 347 публикаций в научной электронной библиотеке исследований, пригодных для решения практической задачи оптимизации численности персонала, не выявлено: статьи либо носят обзорный характер и содержат констатацию известных фактов [3, 4], либо в них строятся модели ради самих моделей [5].

Следует отметить три момента. Во-первых, сложность нормирования труда специалистов в сфере ИТ не позволяет тривиально решить данную задачу. И хотя попытки нормирования труда ИТ-специалистов начались достаточно давно, практически с самого зарождения отрасли, однако единственным документом, введенным на государственном уровне в России, является Постановление Министерства труда и социального развития Российской Федерации № 28 от 23 июля 1998 г. «Об утверждении межотраслевых типовых норм времени на работы по сервисному обслуживанию персональных электронно-вычислительных машин и организационной техники и сопровождению программных средств». По причине значительной эволюции информационно-коммуникационных технологий с 1998 г.

данный документ представляет, скорее, исторический, чем практический интерес. Во-вторых, говоря об «оптимизации персонала», в большинстве случаев подразумевают либо снижение численности, либо снижение совокупных затрат на персонал, в зависимости от того, что установлено в качестве показателя премирования топ-менеджмента. При этом связанные вопросы снижения качества услуг, отсутствия резервирования ресурсов отходят на второй план и иногда даже не рассматриваются. В-третьих, несмотря на автоматизированное протоколирование операций специалистами технической поддержки, качество данных оставляет желать лучшего. Не существует реальной возможности контроля за точностью хронометража каждой операции, учитывая параллельный характер большинства из них, кроме как физический контроль за каждым работником предприятия. Поскольку один из основополагающих принципов менеджмента гласит, что затраты на получение информации не должны превышать стоимость этой информации, то данный подход отвергается.

Учитывая тот факт, что труд специалистов службы поддержки в последние десятилетия предъявляет все меньше требований к квалификации, поскольку основные обращения пользователей становятся типовыми и массовыми, была сформирована цель исследования: построение адекватной стохастической модели службы технической поддержки, пригодной для решения оптимизационной задачи. Проведенные в период с 2008 по 2014 г. исследования показали, что принципиально возможно построить стохастическую модель для обращений одного вида.

### Построение оптимизационных моделей

Для моделирования была использована среда iGrafx Process 2013 for Six Sigma. Дискретная модель событий бизнес-процесса технической поддержки провайдера услуг в области информационно-коммуникационных технологий представлена на рис. 1.

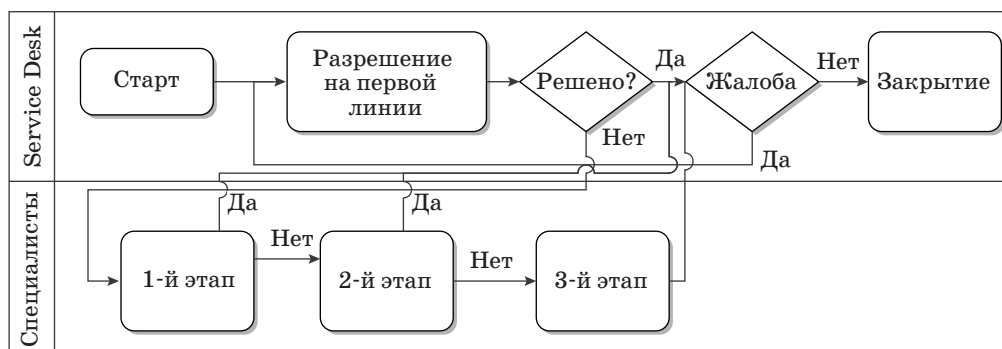
На вход процесса «Разрешение на первой линии» поступает пуассоновский поток обращений с параметром  $\lambda_0$ . Нами было показано, что количество обращений в месяц линейно зависит от количества обслуживаемых рабочих мест [6, 7]. На первой линии происходит регистрация заявки, ее категоризация, а также разрешение или передача специалистам. В этом участвуют  $n_1$  сотрудников диспетчерской службы (Service Desk). Длительность этого процесса аппроксимируется логнормальным распределением  $\ln N(\mu_0, \sigma_0^2)$  с вероятностью неразрешения на первой линии  $p_0$  и разрешения  $(1 - p_0)$  [8].

В дальнейшем обращение передается специалистам поддержки, и, в зависимости от трудоемкости, оно может потребовать участия одного, двух или более специалистов. Учитывая, что на практике вероятность необходимости четырех специалистов для типовых задач поддержки стремится к нулю, модель была ограничена тремя этапами. Первый и второй этапы имеют вероятность неразрешения  $p_1$  и  $p_2$  и аппроксимируются одинаковыми экспоненциальными распределениями  $\exp(-\lambda_1)$ . Таким образом, стохастическая модель разрешения обращения специалистами имеет вид [8]

$$Y(\lambda_1) = (1 - p_1)\Gamma(1, 1 / \lambda_1) + p_1(1 - p_2)\Gamma(2, 1 / \lambda_1) + p_1p_2\Gamma(3, 1 / \lambda_1).$$

Блок «Жалоба» инициирует повторную обработку обращения пользователя с вероятностью  $p_3$ .

Следует отметить, что существует два противоречивых подхода к созданию службы технической поддержки. В первом случае создается отдельное подразделение для регистрации, классификации и категоризации всех обращений с последующей передачей ответственному специалисту, называемое колл-центром. Поскольку квалификация этих сотрудников, как правило, недостаточно высокая, то их средняя заработная плата обычно на 20–30 % ниже заработной платы непосредственно технических специалистов



■ Рис. 1. Схема процесса технической поддержки



первой линии поддержки. При втором подходе создается единая группа «универсальных специалистов».

При моделировании бизнес-процесса использовались данные из учетной системы провайдера:  $\lambda_0 = 3000$  с;  $\mu_0 = 600$  с;  $\sigma_0 = 600$  с;  $p_0 = 0,9$ ;  $\lambda_1 = 3600^{-1} \text{ с}^{-1}$ ;  $p_1 = 0,25$ ;  $p_2 = 0,11$ ;  $p_3 = 0,0005$ ;  $n_1 = 4$ ;  $n_2 = 25$ , рабочий период принимался один месяц. Верификация полученной модели с использованием фактических данных из учетной системы показала совпадение основных статистических показателей модели и реального процесса.

При планировании эксперимента с полученной моделью имитировалось два подхода: разделение труда и единая группа специалистов. В каждом случае четыре раза изменялась численность специалистов  $n_1 = 1..6$ ;  $n_2 = 22..27$  с шагом 1, что в совокупности дало 288 измерений. Данные были усреднены и рассчитаны следующие показатели:  $f(n_1, n_2)$  — среднее время цикла работы с обращением пользователей и  $g(n_1, n_2)$  — среднее число обращений, выполняемых специалистом в месяц. В данном случае имеется многокритериальная оптимизационная целочисленная задача вида

$$\begin{cases} f(n_1, n_2) \rightarrow \max \\ g(n_1, n_2) \rightarrow \min \\ n_1 \geq 1; n_1 \leq 6 \\ n_2 \geq 22; n_2 \leq 27 \end{cases}$$

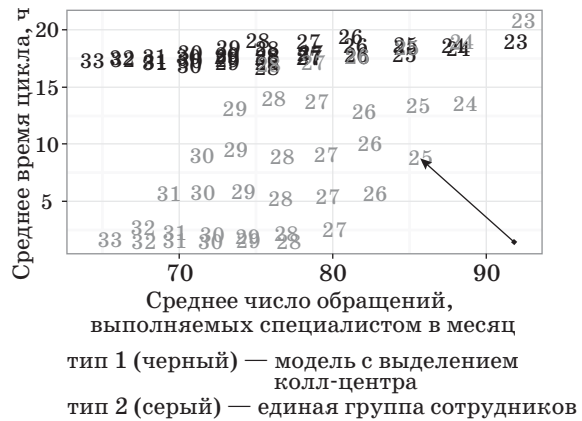
Как видно из постановки задачи, данные условия являются взаимно противоречивыми. При уменьшении численности персонала повышается его загрузка, в то же время увеличивается очередь. В случае увеличения численности персонала очередь сокращается, при этом нагрузка на персонал падает.

При решении этой задачи методом Салуквадзе была найдена точка  $u_0$  с координатами  $x = \max f(n_1, n_2)$ ,  $y = \min g(n_1, n_2)$ . Данная точка не принадлежит множеству допустимых значений, поэтому на втором этапе была найдена точка, ближайшая к идеальной, посредством решения задачи

$$R(u(x), u_0) \rightarrow \min, x \in X,$$

где  $R$  — расстояние от  $u(x)$  до  $u_0$ .

Решение показано на рис. 2. Цифры на графике показывают количество сотрудников, соответствующее заданным параметрам. В данном случае оптимальным количеством будет 25 сотрудников, из которых 3 отвечают на телефонные звонки и регистрируют обращения пользователей. При этом среднее время операционного цикла составляет 8,85 ч, а среднее число обращений на одного специалиста — 85,5.



■ Рис. 2. Нахождение оптимума методом Салуквадзе

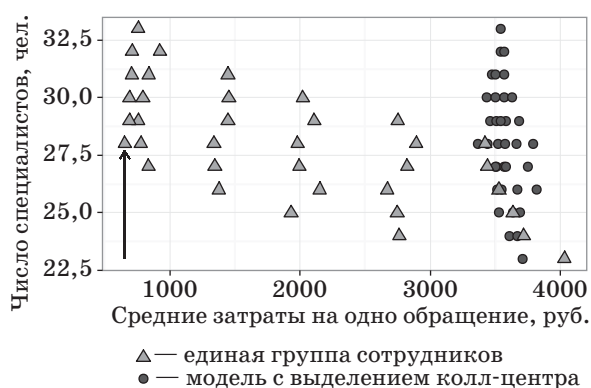
Как видно из рис. 2, выделение колл-центра не является эффективным с точки зрения длительности операционного цикла. Полученный результат хоть и является парето-оптимальным, однако фактически оказывается всего лишь одним из возможных недоминирующих, поэтому может использоваться только в качестве опорного для лица, принимающего решения. Для исключения неоднозначности решения предлагается подход, основанный на концепции альтернативных затрат со стороны потребителя. Оптимизационная задача принимает вид (для периода, равного 1 мес.)

$$\frac{S_c}{168} g(n_1, n_2) + \frac{S_p}{f(n_1, n_2)} \rightarrow \min,$$

где  $S_c, S_p$  — средние затраты клиента и провайдера на персонал в месяц соответственно; 168 ч/мес. — константа.

Для расчета были взяты данные, соответствующие текущему уровню рынка: средняя зарплата специалистов провайдера и клиента в размере 30 тыс. руб., средняя зарплата специалистов колл-центра — 25 тыс. руб. При таких условиях альтернативные затраты на одно обращение оказываются в 3 раза меньше, чем в результате, рассмотренном выше. Оптимальным решением будет штат из 28 сотрудников, 6 из которых отвечают на телефонные звонки и регистрируют обращения пользователей. При этом среднее время операционного цикла составляет 1,48 ч, а среднее число обращений на одного специалиста — 76,9. Эти результаты графически представлены на рис. 3.

В данном случае также видно, что создание выделенного колл-центра, несмотря на более низкую среднюю заработную плату персонала, является менее эффективным, чем создание единой команды специалистов технической поддержки. Проверка решения на устойчивость показала, что даже при увеличении средней заработной платы как специалистов провайдера, так и специалистов



■ Рис. 3. Нахождение оптимума методом альтернативных затрат

клиента до 50 тыс. руб. данное решение остается оптимальным. Важным моментом является также то, что второй метод поиска оптимального решения позволяет ориентироваться на интересы потребителя, что особенно важно для выделенной внутрихолдинговой ИТ-компании.

Проведенное исследование и решение задачи оптимизации численности персонала позволяет, теоретически, при неизменном потоке обращений, сократить время операционного цикла в 4 раза при снижении численности персонала.

## Литература

1. Хайкин Р. М., Савенко М. А., Евдокимова А. В. Адаптация нормативных материалов по труду к современным условиям производства // Успехи в химии и химической технологии. 2013. Т. 27. № 8 (148). С. 40–45.
2. Нечаева А. И. Актуальность и особенности нормирования труда в современном бизнесе // Вестник Российского государственного гуманитарного университета. 2012. № 10. С. 76–83.
3. Прилепина К. А. Фотография рабочего времени как инструмент оптимизации численности персонала организации // Вестник Омского университета. Сер. Экономика. 2008. № 3. С. 92–93.
4. Горловская Т. Аттестация как метод оптимизации численности персонала // Трудовое право. 2009. № 9. С. 21–32.
5. Лаптева Н. С. О решении одной задачи оптимизации численности сотрудников предприятия // Вестник Омского университета. 2007. № 2. С. 18–20.
6. Тушавин В. А. Менеджмент качества службы поддержки пользователей в области информационных технологий // Информационно-управляющие системы. 2010. № 4. С. 69–71.
7. Тушавин В. А. Статистическая оценка входных параметров процессов технической поддержки и управления инцидентами // Техника и технология. 2011. № 4. С. 44–48.
8. Тушавин В. А. Применение теории массового обслуживания для анализа времени разрешения инцидентов // Экономика и управление. 2011. № 7 (69). С. 104–108.

Практическое же внедрение единой группы специалистов технической поддержки на производстве вместо двухуровневой системы с оптимизацией численности фактически дало более скромный, но существенный эффект.

## Заключение

В результате проведенного исследования построена дискретная модель событий бизнес-процесса технической поддержки провайдера услуг в области информационно-коммуникационных технологий. Предложена методика оптимизации численности персонала провайдера, отличающаяся от известных минимизацией функции альтернативных затрат на основе синергии интересов провайдера и заказчика. Показаны ее преимущества. Выявлена экономическая эффективность в создании единой группы специалистов в сравнении с выделением колл-центра. Рассмотренные проблемы и возможные подходы потенциально могут использоваться в качестве инструмента принятия решения для вопросов такого рода. Полученные результаты могут оказаться полезными как для теоретиков, заинтересованных в дальнейшей разработке методологии решения задач оптимизации численности персонала, так и для практиков в этой области.

UDC 005; 658.5.012.7

### Service Provider Staff Optimization

Tushavin V. A.<sup>a</sup>, PhD, Tech., Economy, tushavin@gmail.com

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

**Purpose:** The increased role of IT processes in the economy and permanent market demand for the reduction of the fixed costs lead to the task of IT staff optimization. This problem cannot be solved by rationing methods because there can be different implementation levels of the information systems, different qualification of the users and different business risk tolerance. The numerous research works on this subject use certain empirical standards or reduce the problem to staff minimization or personnel cost reduction. In this case, the business process quality from the consumer's point of view is not particularly considered. The aim of this work is developing a method of provider staff control, allowing you to optimize it for the chosen performance indicator. **Results:** A discrete event model was developed for the business process of IT service provider support. The proposed approach has been compared with Salukvadze method and proved to be more adequate for solving problems of this kind. It has been found that a single pool of specialists is economically advantageous compared to a separate call-center. The novelty of the approach lies in the fact that the optimum number of the staff is calculated with due regard for the provider by minimizing the opportunity cost per an operating cycle. **Practical relevance:** The proposed staff optimization method can minimize the staff costs by reducing the operating cycle of the service calls.

**Keywords** — Technical Support, IT Quality, Optimization, TCO, Call Center, Staffing.

## References

1. Khaikin R. M., Savenko M. A., Evdokimova A. V. Adaptation of Labor Specifications and Guidelines to Modern Conditions of Production. *Uspekhi v khimii i khimicheskoi tekhnologii*, 2013, vol. 27, no. 8(148), pp. 40–45 (In Russian).
2. Nechaeva A. I. Work Rationing in a Modern Business: Actual Obstacles and Specific Features. *Vestnik Rossiiskogo gosudarstvennogo gumanitarnogo universiteta*, 2012, vol. 90, no. 10, pp. 76–83 (In Russian).
3. Prilepina K. A. Photo of Working Time as a Tool for Optimizing the Number of Personnel in the Organization. *Vestnik Omskogo universiteta. Ser. Ekonomika*, 2008, no. 3, pp. 92–93 (In Russian).
4. Gorlovskaia T. Attestation as a Method of Optimizing the Number of Staff. *Trudovoe pravo*, 2009, no. 9, pp. 21–32 (In Russian).
5. Lapteva N. S. A Solution of One Problem of Headcount Optimization of Organization. *Vestnik Omskogo universiteta*, 2007, no. 2, pp. 18–20 (In Russian).
6. Tushavin V. A. Service Desk Quality Management. *Informatsionno-upravliaiushchie sistemy*, 2010, no. 4, pp. 69–71 (In Russian).
7. Tushavin V. A. Statistical Evaluation of the Input Parameters of the Processes of Technical Support and Incident Management. *Tekhnika i tekhnologiya*, 2011, no. 4, pp. 44–48 (In Russian).
8. Tushavin V. A. Implementation of Theory of Queues for Incident Solution Time Analysis. *Ekonomika i upravlenie*, 2011, no. 7(69), pp. 104–108 (In Russian).

## УВАЖАЕМЫЕ АВТОРЫ!

Научные базы данных, включая SCOPUS и Web of Science, обрабатывают данные автоматически. С одной стороны, это ускоряет процесс обработки данных, с другой — различия в транслитерации ФИО, неточные данные о месте работы, области научного знания и т. д. приводят к тому, что в базах оказывается несколько авторских страниц для одного и того же человека. В результате для всех по отдельности считаются индексы цитирования, снижая рейтинг ученого.

Для идентификации авторов в сетях Thomson Reuters проводит регистрацию с присвоением уникального индекса (ID) для каждого из авторов научных публикаций.

Процедура получения ID бесплатна и очень проста: входите на страницу <http://www.researcherid.com>, слева под надписью «New to ResearcherID?» нажимаете на синюю кнопку «Join Now It's Free» и заполняете короткую анкету. По указанному электронному адресу получаете сообщение с предложением по ссылке заполнить полную регистрационную форму на ORCID. Получаете ID.

**АБРАМЯН  
Андрей  
Карэнович**



Доктор технических наук, главный научный сотрудник Института проблем машиноведения РАН, Санкт-Петербург.

В 1975 году окончил Ленинградский политехнический институт им. М. И. Калинина по специальности «Динамика и прочность машин».

В 1995 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором 70 научных публикаций и трех патентов на изобретения.

Область научных интересов — теория нелинейных колебаний, волны в сплошных средах, гидроупругость.

Эл. адрес: andabr55@gmail.com

**АЛИЕВА  
Кямаля  
Джумшуд кызы**



Гражданка Азербайджана.

Преподаватель кафедры компьютерных систем и сетей Азербайджанского технического университета, Баку.

В 1999 году окончила Азербайджанский технический университет по специальности «Технология и конструирование ЭВС».

Является автором 16 научных публикаций.

Область научных интересов — технология Grid, информационная безопасность, нейронные сети.

Эл. адрес:

k.aliyeva\_ba@mail.ru

**БАЖИН  
Дмитрий  
Анатольевич**



Начальник научно-исследовательского отдела четвертого научно-исследовательского управления военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург.

В 2001 году окончил Саратовский филиал Михайловской военной артиллерийской академии по специальности «Летательные аппараты».

В 2005 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук.

Является автором 70 научных публикаций и трех патентов на изобретения.

Область научных интересов — методы обработки информации в сложных информационных системах, автоматизированные системы управления военного назначения.

Эл. адрес: bazhind@gmail.com

**БАЛАШОВА  
Елена  
Сергеевна**



Доцент кафедры экономики и менеджмента недвижимости и технологий Инженерно-экономического института Санкт-Петербургского государственного политехнического университета.

В 1997 году окончила Саратовский государственный технический университет по специальности «Экономика и управление в строительстве».

В 2000 году защитила диссертацию на соискание ученой степени кандидата экономических наук.

Является автором более 30 научных публикаций, в том числе десяти монографий и учебников.

Область научных интересов — производственный и ресурсный менеджмент, менеджмент наукоемких отраслей.

Эл. адрес:

elenabalashova@mail.ru

**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

**БЛАУНШТЕЙН  
Натан  
Шаевич**



Гражданин Израиля.

Профессор кафедры систем связи инженерного факультета Негевского университета им. Бен-Гуриона, г. Беэр-Шева, Израиль. В 1972 году окончил Томский государственный университет по специальности «Радиофизика и электроника, включая квантовую».

В 1991 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора физико-математических наук.

Является автором около 200 научных публикаций, в том числе десяти монографий, шести учебников, пяти патентов и трех изобретений.

Область научных интересов — радиофизика, системы проводной и беспроводной связи, радары, оптика и лидары.

Эл. адрес:

nathan.blaunstein@hotmail.com



**БОЙКО**  
**Алексей**  
**Александрович**



Доцент, начальник лаборатории, заместитель начальника отдела Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина», Воронеж. В 2004 году окончил Военный институт радиоэлектроники по специальности «Вычислительные машины, комплексы, системы и сети». В 2008 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 80 научных публикаций. Область научных интересов — методы и системы защиты информации, методы оценки качества сложных систем. Эл. адрес: [algeminy@mail.ru](mailto:algeminy@mail.ru)

**БРАНИШТОВ**  
**Сергей**  
**Александрович**



Исполняющий обязанности заведующего лабораторией систем логического управления Института проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН, Москва. В 1997 году окончил Чувашский государственный университет по специальности «Электроника и микропроцессорная техника». В 2009 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 25 научных публикаций. Область научных интересов — системы автоматизации, искусственный интеллект, робототехника. Эл. адрес: [branishtov@mail.ru](mailto:branishtov@mail.ru)

**ГОЛУБКОВ**  
**Виктор**  
**Александрович**



Доцент, заместитель заведующего кафедрой электротехники и технической диагностики Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1975 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Автоматизированные системы управления». В 1982 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 140 научных публикаций и 25 изобретений. Область научных интересов — теория контроля и диагностики электромеханических систем. Эл. адрес: [viktor-golubkov@yandex.ru](mailto:viktor-golubkov@yandex.ru)

**ГОЮШОВ**  
**Айдын**  
**Ислам оглы**



Гражданин Азербайджана. Докторант лаборатории обработки сигналов и информационных систем Института систем управления Национальной академии наук Азербайджана, Баку. В 2002 году окончил отделение магистратуры Западного университета (Баку, Азербайджан) по специальности «Правовое регулирование экономики». Является автором двух научных публикаций. Область научных интересов — приложения нейронечетких и других гибридных технологий, в том числе и в области управления телекоммуникационными связями. Эл. адрес: [geyushev@hotmail.com](mailto:geyushev@hotmail.com)

**КАЛАШНИКОВ**  
**Вадим**  
**Серафимович**



Профессор, начальник научно-технического отдела ОАО «Орден Трудового Красного Знамени Всероссийского научно-исследовательского института радиопаратуры», Санкт-Петербург. В 1963 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Радиоэлектронные устройства». В 2000 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором 80 научных публикаций и десяти патентов на изобретения. Область научных интересов — теория и практика измерений радиотехнических характеристик антенн методами ближнего поля, проектирование антенн СВЧ. Эл. адрес: [4047803@gmail.com](mailto:4047803@gmail.com)

**КРАСИЛЬНИКОВ**  
**Николай**  
**Николаевич**



Профессор кафедры информационно-сетевых технологий Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, заслуженный деятель науки и техники РФ. В 1950 году окончил Ленинградский политехнический институт по специальности «Техническая физика». В 1963 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 240 научных публикаций. Область научных интересов — цифровая обработка изображений, статистическая теория передачи и восприятия изображений, математическое моделирование процессов обработки информации зрительной системой человека. Эл. адрес: [NNKrasilnikov@yandex.ru](mailto:NNKrasilnikov@yandex.ru)

**КРИСТОДОЛУ**  
**Кристос**



Гражданин США. Профессор факультета электротехники и вычислительной техники Университета Нью-Мексико, директор Центра инновационных и прикладных исследований конфигурируемых космических микросистем (COSMIAC), Альбукерке, США. В 1981 году окончил государственный университет Северной Каролины, США, по специальности «Электротехника». В 1985 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора наук (PhD). Область научных интересов — численные методы в электродинамике, интеллектуальные, реконфигурируемые, радиочастотные и фотонные антенны и др. Эл. адрес: christos@ece.unm.edu

**КУЧМИН**  
**Андрей**  
**Юрьевич**



Старший научный сотрудник лаборатории механики управляемых систем Института проблем машиноведения РАН, Санкт-Петербург. В 2005 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения. В 2007 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 22 научных публикаций и двух патентов на изобретения. Область научных интересов — математическое моделирование в естественных науках, искусственный интеллект и принятие решений, математические проблемы теории управления и др. Эл. адрес: radiotelescope@yandex.ru

**ЛУКЪЯНЕНКО**  
**Ирина**  
**Николаевна**



Доцент кафедры высшей математики Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, почетный работник высшего профессионального образования РФ. В 1975 году окончила Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Авиационное приборостроение». В 1984 году защитила диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 80 научных публикаций. Область научных интересов — контроль и диагностика электромеханических систем. Эл. адрес: irina.n.lukyanenko@gmail.com

**МАЙОРОВ**  
**Николай**  
**Николаевич**



Доцент кафедры системного анализа и логистики, заместитель директора Института аэрокосмических приборов и систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 2005 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Системы автоматизированного проектирования». В 2008 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором более 50 научных публикаций и шести свидетельств отраслевых разработок. Область научных интересов — системный анализ, логистика, управление цепями поставок, моделирование транспортных процессов и систем. Эл. адрес: sciencesuai@yandex.ru

**МАКУНИН**  
**Алексей**  
**Анатольевич**



Адъюнкт кафедры инженерного анализа Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург. В 2008 году окончил Череповецкий военный инженерный институт радиоэлектроники по специальности «Информационная безопасность». Является автором пяти научных публикаций. Область научных интересов — проектирование ПЛИС, микроконтроллеры, робототехника. Эл. адрес: LexMak1986@mail.ru

**МАЛИЧЕНКО**  
**Дмитрий**  
**Александрович**



Программист Института компьютерной безопасности вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 2007 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Комплексная защита объектов информатизации». Является автором семи научных публикаций. Область научных интересов — помехоустойчивое кодирование, вычислительные сети, системы передачи и хранения данных. Эл. адрес: dml@vu.spb.ru

**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:  
georgiy\_maltsev@mail.ru

**ПАВЛОВ  
Владислав  
Станиславович**

Профессор кафедры моделирования вычислительных и электронных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения.

В 1987 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Радиоэлектронные устройства».

В 2013 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 150 научных публикаций, в том числе 14 авторских свидетельств и патентов на изобретения.

Область научных интересов — пространственно-временная обработка информационных сигналов, синтез, анализ и моделирование помехоустойчивых систем управления.

Эл. адрес: w14z@yandex.ru

**ПАНКРАТОВ  
Алексей  
Владимирович**

Докторант кафедры инженерного анализа Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург.

В 2001 году окончил Военный инженерно-космический университет им. А. Ф. Можайского по специальности «Системный анализ».

В 2008 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук. Является автором 23 научных публикаций, трех патентов на изобретение и одного на полезную модель.

Область научных интересов — проектирование ПЛИС, микроэлектроника, инженерный анализ.

Эл. адрес:  
pankratov-av@rambler.ru

**ПЕРЕГУДОВ  
Максим  
Анатольевич**

Адъюнкт Военного учебно-научного центра Военно-воздушных сил «Военно-воздушная академия им. профессора Н. Е. Жуковского и Ю. А. Гагарина», Воронеж.

В 2006 году окончил Военный институт радиоэлектроники по специальности «Средства радиоэлектронной борьбы».

Является автором пяти научных публикаций.

Область научных интересов — методы и системы защиты информации.

Эл. адрес: maxaperegudov@mail.ru

**ПОДОПЛЁКИН  
Юрий  
Федорович**

Первый заместитель генерального директора ОАО «Конхерн «Гранит-Электрон», Санкт-Петербург, член ряда академий, заслуженный деятель науки РФ, профессор.

В 1962 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Конструирование и технологии производства радиоаппаратуры».

В 1995 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 300 научных публикаций, в том числе около 150 патентов на изобретения.

Область научных интересов — разработка сложных комплексов управления подвижными объектами и др.

Эл. адрес: crigranit@peterlink.ru

**ПОНОМАРЕВ  
Максим  
Юрьевич**

Начальник научно-исследовательского сектора ОАО «Орден Трудового Красного Знамени Всероссийского научно-исследовательского института радиоаппаратуры», Санкт-Петербург.

В 2005 году закончил Санкт-Петербургский государственный университет по специальности «Радиофизика».

Является автором 12 научных публикаций.

Область научных интересов — программное обеспечение измерений параметров антенн методами ближнего поля, проектирование антенн СВЧ.

Эл. адрес: maxxpon@rambler.ru



**РЗАЕВ  
Рагин  
Рза оглы**



Гражданин Азербайджана. Доцент, ведущий научный сотрудник Института кибернетики Национальной академии наук Азербайджана, Баку. В 1984 году окончил Бакинский государственный университет по специальности «Математика». В 1994 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата физико-математических наук. Является автором более 40 научных публикаций, одного учебного пособия и двух монографий. Область научных интересов — Soft Computing технология, включая нечёткую логику, теорию нейронных сетей и теорию хаоса.  
Эл. адрес: ramirza@yahoo.com

**СЕРГЕЕВ  
Михаил  
Борисович**



Профессор, заведующий кафедрой вычислительных систем и сетей Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения, директор НИИ информационно-управляющих систем Санкт-Петербургского национального исследовательского университета информационных технологий, механики и оптики. В 1980 году окончил «ЛЭТИ». В 2001 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором более 100 научных публикаций и 14 патентов на изобретения. Область научных интересов — теория разрядных вычислений, методы проектирования спецпроцессоров для систем контроля и управления и др.  
Эл. адрес: mbse@mail.ru

**ТУМЧЕНОК  
Дмитрий  
Александрович**



Аспирант, инженер-программист лаборатории систем логического управления Института проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН, Москва. В 2013 году окончил Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана по специальности «Информационные системы и технологии». Является автором двух научных публикаций. Область научных интересов — теория графов, теория автоматов, сети Петри.  
Эл. адрес: dmitriy\_tumchenok@mail.ru

**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

**СМИРНОВ  
Александр  
Олегович**



Профессор, заведующий кафедрой высшей математики и механики Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1985 году окончил физический факультет Ленинградского государственного университета по специальности «Физика». В 2002 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора физико-математических наук. Является автором более 50 научных публикаций. Область научных интересов — нелинейная динамика.  
Эл. адрес: alsmir@guar.ru

**ТУРНЕЦКАЯ  
Елена  
Леонидовна**



Старший преподаватель кафедры моделирования вычислительных и электронных систем Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1992 году окончила Санкт-Петербургский институт авиационного приборостроения по специальности «Радиоэлектронные устройства». Является автором более 50 научных публикаций, в том числе шести патентов на изобретения. Область научных интересов — радиоэлектронные информационно-управляющие системы летательных аппаратов, статистическая радиотехника и радиолокация.  
Эл. адрес: turnetskaya@mail.ru



**ТУШАВИН  
Владимир  
Александрович**



Доцент кафедры инноватики и интегрированных систем качества Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1996 году окончил Санкт-Петербургский государственный университет аэрокосмического приборостроения по специальности «Информационные системы в экономике», в 2005 году — по специальности «Юриспруденция», в 2010 году — Московский технологический институт «ВТУ». В 2009 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата экономических наук, в 2012 году — кандидата технических наук. Является автором более 50 научных публикаций. Область научных интересов — проектный менеджмент и др. Эл. адрес: tushavin@gmail.com

**ФИЛИППОВ  
Александр  
Анатольевич**



Профессор кафедры бортового радиоэлектронного оборудования Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1977 году окончил Ленинградское высшее зенитное ракетное командное училище по специальности «Зенитно-ракетные комплексы». В 2006 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором 95 научных публикаций и четырех патентов на полезные модели. Область научных интересов — радиолокация, радионавигация, системы дифференциальной и локальной навигации, комплексное информационное обеспечение сложных технических систем, методы повышения точности измерения координат объектов. Эл. адрес: filaleant@yandex.ru

**ЧЕРНОВ  
Владимир  
Георгиевич**



Профессор кафедры управления и информатики в технических и экономических системах Владимирского государственного университета. В 1966 году окончил Рязанский радиотехнический институт. В 1971 году защитил диссертацию на соискание ученой степени кандидата технических наук, в 2007 году — доктора экономических наук. Является автором более 115 научных публикаций, трех монографий и 15 патентов на изобретения. Область научных интересов — системы и методы поддержки принятия решений для слабоструктурированных задач, приложения аппарата нечетких множеств в исследованиях экономических процессов. Эл. адрес: Vladimir.chernov@rambler.ru

**ФЕТИСОВ  
Владимир  
Андреевич**



Профессор, директор Института аэрокосмических приборов и систем, заведующий кафедрой системного анализа и логистики Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1972 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Автоматизированные системы управления». В 1990 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук. Является автором 100 научных публикаций. Область научных интересов — системный анализ, теория транспортных процессов, цепи поставок, методы управления техническими системами, теория принятия решений. Эл. адрес: fet1@aanet.ru

**ХЛОБЫСТОВ  
Александр  
Николаевич**



Начальник лаборатории Военного института (научно-исследовательского) Военно-космической академии им. А. Ф. Можайского, Санкт-Петербург. В 2003 году окончил Военно-космическую академию им. А. Ф. Можайского по специальности «Вычислительные системы, комплексы и сети». Является автором 15 научных публикаций, семи патентов на изобретения и свидетельства на полезную модель. Область научных интересов — навигация и наведение беспилотных летательных аппаратов, методы повышения точности определения местоположения объектов в условиях радиопомех. Эл. адрес: xlob@mail.ru

**ШАРАФУДИНОВ  
Темиргазиз  
Талибуллоевич**



Старший преподаватель кафедры радиотехнических и оптоэлектронных комплексов Санкт-Петербургского государственного университета аэрокосмического приборостроения. В 1984 году окончил Ленинградский институт авиационного приборостроения по специальности «Радиотехника». Является автором 34 научных публикаций и 15 патентов на изобретения. Область научных интересов — виброакустическая диагностика, методы моделирования вибрационных сигналов для систем контроля, квантовые приборы и их применение в качестве датчиков для измерения виброакустических полей, оптоэлектронные приборы и системы. Эл. адрес: timsx@mail.ru

**ШАРОВ  
Сергей  
Николаевич**

Профессор, главный научный сотрудник ОАО «Концерн «Гранит-Электрон», Санкт-Петербург, член-корреспондент Академии электротехнических наук Российской Федерации, Российской академии ракетных и артиллерийских наук.

В 1962 году окончил приборостроительный факультет Ленинградского механического института по специальности «Системы автоматического управления».

В 1981 году защитил диссертацию на соискание ученой степени доктора технических наук.

Является автором более 250 научных публикаций, в том числе 13 книг и 130 изобретений.

Область научных интересов — нелинейные системы управления, информационные каналы беспилотных летательных и космических аппаратов.

Эл. адрес: cri-granit@peterlink.ru

**ШИРВАНЯН  
Артем  
Мартирович**

Аспирант, инженер-программист лаборатории систем логического управления Института проблем управления им. В. А. Трапезникова РАН, Москва.

В 2013 году окончил Московский государственный технический университет им. Н. Э. Баумана по специальности «Информационные системы и технологии».

Является автором двух научных публикаций.

Область научных интересов — теория графов, теория автоматов, сети Петри.

Эл. адрес:

artshirvanyan@mail.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.*

---

# СОДЕРЖАНИЕ ЖУРНАЛА «ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ» ЗА 2014 г. [№ 1–6]

	№	Стр.
<b>Balonin N. A., Seberry J.</b> A Review and New Symmetric Conference Matrices	4	2
<b>Balonin N. A., Seberry J.</b> Remarks on extremal and maximum determinant matrices with moduli of real entries $\leq 1$	5	2
<b>Balonin N. A., Seberry J.</b> Two Level Cretan Matrices Constructed via Singer Difference Sets	6	2
<b>Balonin N. A., Vostrikov A. A., Sergeev M. B.</b> Two-Circulant Golden Ratio Matrices	5	5
<b>Blaunstein N., Christodoulou Ch., Sergeev M. B.</b> Capacity and Weight Coefficients in MIMO Wireless Communication Channels Based on Adaptive Multi-beam Antennas in Built-Up Environments with Fading	6	107
<b>Акмалходжаев А. И.</b> Совместный списочный декодер турбокода и вокодера AMR-NB для сетей четвертого поколения	2	63
<b>Алексеев М. О.</b> Об обнаружении алгебраических манипуляций с помощью операции умножения	3	103
<b>Алиева К. Д.</b> Метод адаптивного смещения полосы пропускания фильтра для учета смещения эмиссионного спектра излучателя в оптико-электронных измерительных системах	6	118
<b>Аллахвердиева Н. Р.</b> Разработка метода повышения точности измерительного канала	3	109
<b>Андреев А. В.</b> Математическая модель службы каталогов	4	85
<b>Андреев А. В.</b> Методика оптимизации работы службы каталогов	2	40
<b>Андрійчук В. П.</b> Методики определения временных нормативов и оптимального состава органов управления	2	103
<b>Балашова Е. С.</b> Оценка резервов производства, способствующих формированию эффективной и результативной производственной системы	6	123
<b>Балонин Н. А., Марлей В. Е., Сергеев М. Б.</b> Новые возможности математической сети для коллективных исследований и моделирования в Интернете	3	40
<b>Балонин Н. А., Сергеев М. Б.</b> Двуматричная M-матрица 22-го порядка	2	109
<b>Балонин Н. А., Сергеев М. Б.</b> Матрицы локального максимума детерминанта	1	2
<b>Беззатеев С. В., Волошина Н. В., Санкин П. С.</b> Методика расчета надежности сложных систем, учитывающая угрозы информационной безопасности	3	78
<b>Бендерская Е. Н., Толстов А. А.</b> Реализация осцилляторной хаотической нейронной сети с применением технологии NVIDIA CUDA для решения задач кластеризации	4	94
<b>Бойко А. А., Дьякова А. В.</b> Способ разработки тестовых удаленных информационно-технических воздействий на пространственно распределенные системы информационно-технических средств	3	84
<b>Браништов С. А., Тумченко Д. А., Ширванян А. М.</b> Вопросы автоматизации управления поездной работой	1	32
<b>Браништов С. А., Ширванян А. М., Тумченко Д. А.</b> Методы оценки пропускной способности железных дорог. Часть 1. Аналитические методы оценки и анализа использования	5	51
<b>Браништов С. А., Тумченко Д. А., Ширванян А. М.</b> Методы оценки пропускной способности железных дорог. Часть 2. Параметрические модели, оптимизация, моделирование	6	68
<b>Бритов Г. С.</b> Метод формального описания pfdd-диаграмм IDEF3-технологии	2	25
<b>Ватаманюк И. В., Ронжин А. Л.</b> Применение методов оценивания размытости цифровых изображений в задаче аудиовизуального мониторинга	4	16
<b>Веселов А. И., Гильмутдинов М. Р.</b> Алгоритм оптимизации векторного поля в задаче временной интерполяции кадров	4	33
<b>Викторов Д. С., Числов С. Г.</b> Метод коррекции нелинейных искажений, вносимых аналоговым ключом в зондирующие сигналы	3	2
<b>Воронов М. В.</b> Рецензия на монографию К. В. Григорьевой «Конфликтно-динамические системы. Часть 2. Статические коалиционные модели принятия решений и их приложения»	2	112
<b>Голубков В. А., Смирнов А. О., Шарафудинов Т. Т., Лукьяненко И. Н.</b> Математическая модель расчета вибрации ступени редуктора	6	87

	№	Стр.
<b>Городецкий А. Е., Тарасова И. Л.</b> Обнаружение и идентификация опасных космических объектов с использованием адаптивных матричных приемников радиоизлучения	5	18
<b>Горский О. В.</b> Минимизация нагрева имплантируемых устройств с беспроводной индуктивной системой питания	5	40
<b>Гусейнова Р. О.</b> Метод адаптивного управления калибровкой мультиспектральных фотометрических систем атмосферных измерений	5	110
<b>Дмитриев В. Н.</b> Методика создания унифицированной технологии материального учета холдинговой компании	1	108
<b>Дурнев Р. А., Лукьянович А. В., Котосорова А. С.</b> Практические результаты обоснования параметров текстовых сообщений для оповещения населения при чрезвычайных ситуациях	1	97
<b>Дьячук П. П., Логинов Д. А., Карабалыков С. А.</b> Синергетический подход к управлению учебной деятельностью в вербальных проблемных средах	3	118
<b>Ефимов А. А., Косулин В. Д., Мельников С. Ю.</b> Прогнозирующее релейно-векторное управление активными токовыми преобразователями	4	48
<b>Захарова О. Л., Кирсанова Ю. А., Книга Е. В., Жаринов И. О.</b> Алгоритмы и программные средства тестирования бортовых цифровых вычислительных систем интегрированной модульной авионики	3	19
<b>Зубок Д. А., Маятин А. В.</b> Оптимальное управление очередью в системе массового обслуживания с ограниченной производительностью	5	97
<b>Калашников В. С., Пономарев М. Ю.</b> Выбор расчетных соотношений для обработки результатов измерений на стенде ближнего поля с плоской поверхностью сканирования	6	29
<b>Карин С. А.</b> Построение предметно-ориентированной онтологии в системах обработки пространственных данных	4	78
<b>Кобяков А. А., Лапшин К. В., Новикова Е. Л., Ямщиков Ю. А.</b> Модель навигации робототехнического комплекса в многокомпонентной информационной среде	5	58
<b>Козионов А. П., Плят А. Л., Мохов И. И., Иванов Ю. П.</b> Вейвлет-преобразование и одноклассовая классификация для мониторинга состояния дамб	4	24
<b>Колбанёв М. О., Татарникова Т. М.</b> Информационный объем базовых информационных процессов	4	42
<b>Колчин И. В., Филиппов С. Н.</b> Архитектура автономного микрогипервизора реального времени и автоматизированное измерение его временных характеристик	3	57
<b>Костишин М. О., Жаринов И. О., Жаринов О. О.</b> Исследование визуальных характеристик средств отображения пилотажно-навигационных параметров и геоинформационных данных в авионике	4	61
<b>Красильников Н. Н.</b> Механизмы и погрешности восприятия 3D-пространства зрительной системой	6	13
<b>Крук Е. А., Прохорова В. Б.</b> Расчет помехоустойчивости двумерного кодирования в частотно-временном канале	4	102
<b>Кручинин А. Ю.</b> Управление режимом распознавания протяженного объекта в реальном времени на основе оценки сложности каждого этапа распознавания	1	16
<b>Курмаев И. Р., Мироновский Л. А.</b> Грамианный синтез двухмассовой системы с кратными ганкелевыми сингулярными числами	4	8
<b>Кучмин А. Ю., Абрамян А. К.</b> Применение математического программирования для анализа экспериментальных данных	6	20
<b>Кучмин А. Ю.</b> Моделирование эквивалентной жесткости адаптивных платформ с исполнительными механизмами параллельной структуры	3	30
<b>Лоскутов А. И., Бянкин А. А., Дуников А. С.</b> Использование биспектрального анализа в процессе символической синхронизации радиотелеметрических систем	1	93
<b>Лоскутов А. И., Патраков С. С., Шестопалова О. Л.</b> Интеллектуальная информационно-диагностическая система оценивания технического состояния бортовой аппаратуры космических аппаратов при подготовке их к запуску	2	18
<b>Майоров Н. Н., Фетисов В. А.</b> Метод оценки пропускной способности аэровокзального комплекса с помощью имитационного моделирования	6	82
<b>Маличенко Д. А.</b> Кодирование сообщений на транспортном уровне в неравномерных сетях	6	101
<b>Мальцев Г. Н., Назаров А. В., Якимов В. Л.</b> Алгоритм реконструкции фазового пространства динамической системы и его применение для разработки прогнозных моделей	2	33
<b>Мальцев Г. Н., Панкратов А. В., Макунин А. А.</b> Анализ структуры исходных файлов проекта для программируемых логических интегральных схем	6	94



	№	Стр.
<b>Мальцев Г. Н., Харченко А. В., Гарагуля А. С.</b> Границы повышения помехоустойчивости радиотехнических систем передачи информации при цифровой обработке сигналов с компенсацией помех	4	111
<b>Мараховский В. Б.</b> КМОП-реализация обучаемого порогового логического элемента. Часть 1. Проектирование и схема обучения	3	47
<b>Мараховский В. Б.</b> КМОП-реализация обучаемого порогового логического элемента. Часть 2. Результаты моделирования и реализуемость	4	88
<b>Матюшин М. М., Вакурина Т. Г., Котеля В. В., Скобелев П. О., Лахин О. И., Кожевников С. С., Симонова Е. В., Носкова А. И.</b> Методы и средства построения онтологий для визуализации связанных информационных объектов произвольной природы в сложных информационно-аналитических системах	2	9
<b>Молдовян А. А., Березин А. Н., Рыжков А. В.</b> Коммутативные шифры на основе трудности одновременного решения задач факторизации и дискретного логарифмирования	4	106
<b>Молдовян Н. А., Биричевский А. Р., Мондикова Я. А.</b> Отрицаемое шифрование на основе блочных шифров	5	80
<b>Муромцев Д. Ю., Погонин В. А.</b> Анализ задачи реального тройного интегратора	4	54
<b>Назаров А. В.</b> Метод структурно-параметрической адаптации многоуровневых систем обработки информации с использованием локальных функционалов качества	5	25
<b>Никитин В. Н., Ковцур М. М., Юркин Д. В.</b> Повышение защиты протоколов распределения ключей от атак вторжения в середину канала связи	1	70
<b>Новиков Е. А.</b> Оперативное распределение радиоресурса спутника-ретранслятора при нестационарном входном потоке сообщений с учетом запаздывания в управлении	2	79
<b>Омирова Н. И., Палей М. Н., Евсюкова Е. В., Тишков А. В.</b> Композиция деревьев решений для распознавания степени тяжести хронической обструктивной болезни легких	5	115
<b>Орлова О. Б.</b> Особенности управления логистикой в особых портовых экономических зонах	1	116
<b>Осипов В. Ю., Носаль И. А.</b> Обоснование периода пересмотра мероприятий по защите информации	1	63
<b>Осипов В. Ю.</b> Ассоциативная интеллектуальная машина с тремя сигнальными системами	5	12
<b>Павлов В. С., Турнецкая Е. Л.</b> Синтез пространственно-кольцевого пеленгатора источника поляризованного радиоизлучения	6	6
<b>Перегулов М. А., Бойко А. А.</b> Модель процедуры случайного множественного доступа к среде типа S-ALOHA	6	75
<b>Петров И. О.</b> Метод определения оперативных оптимальных программ движения ЛА относительно центра масс	1	57
<b>Подоплёкин Ю. Ф., Шаров С. Н.</b> Совместное управление движением судна и беспилотного летательного аппарата при посадке	6	36
<b>Рзаев Р. Р., Гоюшов А. И.</b> Интеллектуальная система оценки качества телекоммуникационных услуг	6	57
<b>Рыбалкин М. А.</b> Перестановочные многочлены малой длины над простыми конечными полями	5	103
<b>Савченко Л. В.</b> Алгоритм фонемного распознавания устной речи на основе метода нечеткого фонетического кодирования-декодирования слов	1	23
<b>Семенова Е. Г., Васильев О. И.</b> Системный подход при анализе процессов производства прецизионных сложнопрофильных конструкций	1	102
<b>Сухов Т. М.</b> Об иерархическом кодировании в цифровой системе видеонаблюдения	2	50
<b>Тихонов Э. П.</b> Адаптивные алгоритмы фильтрации и фрагментации электрокардиограмм высокого временного разрешения. Часть 1. Исходные сведения и анализ подхода к решению проблемы	3	125
<b>Тихонов Э. П.</b> Адаптивные алгоритмы фильтрации и фрагментации ЭКГ высокого временного разрешения. Часть 2. Синтез адаптивного алгоритма и результаты эксперимента	4	117
<b>Толмачёв С. Г.</b> Принятие проектных решений на основе нечеткого отношения предпочтения	5	34
<b>Турубанов М. А., Шишлаков В. Ф., Шишлаков А. В.</b> Импульсная система управления комбинированной солнечно- и ветроэнергетической установкой со сверхпроводниковым оборудованием	3	8
<b>Тушавин В. А.</b> Методика оптимизации численности персонала провайдера	6	129
<b>Филиппов А. А., Бажин Д. А., Хлобыстов А. Н.</b> Повышение эффективности управления беспилотного летательного аппарата в условиях помех	6	45

	№	Стр.
<b>Фрейман В. И.</b> Реализация одного алгоритма условного поиска элементов компетенций с недостаточным уровнем освоения	2	93
<b>Фридман А. Я., Курбанов В. Г.</b> Ситуационное моделирование надежности и безопасности промышленно-природных систем	4	68
<b>Ханьков И. Г.</b> Инвариантные соотношения для средних в случае трех измерений	2	87
<b>Цветков К. Ю., Макаренко С. И., Михайлов Р. Л.</b> Формирование резервных путей на основе алгоритма Дейкстры в целях повышения устойчивости информационно-телекоммуникационных сетей	2	71
<b>Чепруков Ю. В., Соколов М. А.</b> Бинарные $R_2$ -коды, их характеристики и применение	1	76
<b>Чепруков Ю. В., Соколов М. А.</b> Корреляционные характеристики и применение некоторых бинарных $R_3$ -кодов	3	93
<b>Чепруков Ю. В., Соколов М. А.</b> Корреляционные характеристики некоторых бинарных $R_4$ -кодов и ансамблей сигналов на их основе	5	87
<b>Чернов В. Г.</b> Энтропийный критерий принятия решений в условиях полной неопределенности	6	51
<b>Чубраева Л. И., Шишлаков А. В.</b> Синтез электромеханических систем автоматического управления при аналитической аппроксимации характеристик нелинейных элементов	2	2
<b>Шаров В. Г., Никитин В. С., Ломанов А. Н., Чайка С. В.</b> Экспериментальное исследование системы передачи данных по коммутируемому многоканальному оптоволоконному соединению	1	84
<b>Шеремет А. И., Садовой А. В.</b> Регрессионный анализ во взаимосвязанных электромеханических системах на базе метода опорных векторов	1	48
<b>Шошмина И. В.</b> Методика составления контекстных требований к программным системам логического управления	3	68
<b>Шукалов А. В., Парамонов П. П., Книга Е. В., Жаринов И. О.</b> Принципы построения вычислительных компонентов систем интегрированной модульной авионики	5	64
<b>Юлдашев З. М.</b> Многоуровневая пространственно-распределенная система ликвидации медико-санитарных последствий чрезвычайных ситуаций	1	43
<b>Юркин Д. В., Никитин В. Н.</b> Системы обнаружения вторжений в сетях широкополосного радиодоступа стандарта IEEE 802.11	2	44
IV Международный Форум «TELECOM NETWORKS 2.0. Sharing, Engineering, Outsourcing, Development & Metering»	3	132
Сведения об авторах	1	121
Сведения об авторах	2	114
Сведения об авторах	3	134
Сведения об авторах	4	125
Сведения об авторах	5	119
Сведения об авторах	6	134

# КОНФЕРЕНЦИЯ 3D-ПЕЧАТИ



## 12 февраля 2015

г.Баку, Азербайджан

ИНФОРМАЦИОННО-УПРАВЛЯЮЩИЕ СИСТЕМЫ



PRINT CONFERENCE  
AZERBAIJAN

[www.3dprint.az](http://www.3dprint.az)