Запорізький національний технічний університет

Радіоелектроніка Інформатика Управління

Науковий журнал

Виходить двічі на рік

№ 2(29) 2013

Заснований у січні 1999 року

Засновник і видавець – Запорізький національний технічний університет

Запоріжжя
ЗНТУ
2013

ISSN 1607-3274

Постановою президії ВАК України № 1-05/4 від 26.05.2010 р. журнал «Радіоелектроніка, інформатика, управління» (скорочена назва – РІУ), який видається з 1999 року, включений до переліку наукових фахових видань України, в яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття наукових ступенів доктора і кандидата технічних наук та фізико-математичних наук (радіофізика).

Інтернет-сторінка журналу: http://ric.zntu.edu.ua.

Журнал реферується або індексується міжнародними базами INSPEC, Index Copernicus, INIS, EBSCO, Google Scholar, COMPENDEX, ULRICH'S, РИНЦ, UINC, Національною бібліотекоюУкраїни імені В. І. Вернадського, ВІНІТІ, Джерело.

Журнал розповсюджується за Каталогом періодичних видань України (передплатний індекс – 22914).

РЕДАКЦІЙНА КОЛЕГІЯ

Головний редактор – д-р фіз.-мат. наук Погосов В. В. [Pogosov V. V.]
Заст. головного редактора – канд. техн. наук Дубровін В. І. [Dubrovin V. I.]
Члени редколегії:

д-р техн. наук Безрук В. М. [Bezruk Valery M.] Україна
д-р техн. наук Бодянський Є. В. [Bodyanskiy Yevgeniy. V.] Україна, редактор управління
д-р фіз.-мат. наук, академік РАН Васильев С. Н. [Stanislav N. Vassilyev] Росія
канд. техн. наук Виноградов Д. В. [Vinogradov D. V.] Росія
д-р фіз.-мат. наук Горбань О. М. [Gorban A. N.] Україна
д-р фіз.-мат. наук Горр Г. В. [Gorr G. V.] Україна
д-р техн. наук Гімпілевич Ю. Б. [Gimpilevich Yu. B.] Україна
д-р фіз.-мат. наук Дробахін О. О. [Drobakhin O. O.] Україна
д-р техн. наук Карпуков Л. М. [Karpukov L. M.] Україна
д-р фіз.-мат. наук Корніч Г. В. [Kornich G. V.] Україна, редактор радіофізики
д-р техн. наук Кулік А. С. [Kulik A. S.] Україна
д-р техн. наук Лебедев Д. В. [Lebedev D. V.] Україна, редактор управління
д-р фіз.-мат. наук, проф. Марковська-Качмар У. [Markowska-Kaczmar U.] Польща
канд. фіз.-мат. наук Олещук В. О. [Ph. D, Oleshchuk V. O.] Норвегия, редактор радіоелектроніки
д-р фіз.-мат. наук Онуфрієнко В. М. [Onufrienko V. M.] Україна
д-р техн. наук Піза Д. М. [Piza D. M.] Україна
д-р техн. наук Потапенко Є. М. [Potapenko E. M.] Україна
д-р техн. наук Хаханов В. І. [Hahanov V. I.] Україна, редактор інформатики
д-р фіз.-мат. наук Чумаченко В. П. [Chumachenko V. P.] Україна, редактор радіоелектроніки
Ph. D. Шарпанських О. А. [Sharpanskykh A.] Голландія, редактор інформатики

Рекомендовано до видання вченою радою Запорізького національного технічного університету (ЗНТУ), протокол № 5 від 03.02.2014 р.

Рукописи проходять незалежне рецензування з залученням провідних фахівців України, Росії, Польщі, Норвегії та Голландії, за результатами якого редакційна колегія приймає рішення про опублікування.

Журнал зверстаний редакційно-видавничим відділом ЗНТУ.

Адреса редакції: 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64, ЗНТУ,
редакція журналу «РІУ».

Тел: (061) 769-82-96 – редакційно-видавничий відділ
Факс: (061) 764-46-62
E-mail: rvv@zntu.edu.ua

© Запорізький національний технічний університет, 2013

ЗМІСТ

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ.....7

Gurevich V. I.
RCD NUISANCE TRIPPING: WHO'S GUILTY AND WHAT NEEDS TO BE DONE?.....7

Василевский В. В., Поляков М. А.
ОПТИМИЗАЦИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА МОНТАЖА ЭЛЕКТРОРАДИОЭЛЕМЕНТОВ НА ОСНОВЕ ВЕРОЯТНОСТНЫХ И ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ КОНТРОЛЬНЫХ ОПЕРАЦИЙ.....17

Мищенко М. В.,Фарафонов А. Ю., Коваленко Д. А., Сицилицин Ю. А.
МЕТОД СИНТЕЗА ДОПУСКОВЫХ ОТКЛОНЕНИЙ НА ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ МИКРОПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВ.....21

Пиза Д. М., Сиренко А. С., Звягинцев Е. А.
МЕТОД АДАПТАЦИИ АВТОКОМПЕНСАТОРА ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ КОМБИНИРОВАННЫХ ПОМЕХ.....28

Романенко С. Н., Дмитренко В. П., Воскобойник В. А.
РАСЧЕТ ШЛЕЙФНЫХ НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ НА МПЛ С УЧЕТОМ ДИСПЕРСИИ И ПОТЕРЬ В ЛИНИЯХ.....32

Шама Є. О.
МІНІМІЗАЦІЯ КІЛЬКОСТІ ІНФОРМАТИВНИХ ОЗНАК ПРИ ПОБУДОВІ КЛАСИФІКАТОРА РОСЛИННИХ ОБ'ЄКТІВ.....37

Шило Г. М., Сиротюк О. В., Савелло А. Є., Лопатка Ю. А., Арєшкін Є. К., Гапоненко М. П.
ДОСЛІДЖЕННЯ МАСОГАБАРИТНИХ І ТЕПЛОВИХ ХАРАКТЕРИСТИК ГЕРМЕТИЧНИХ БЛОКІВ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ АПАРАТІВ.....42

МАТЕМАТИЧНЕ ТА КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ.....48

Артюхова М. А., Жаднов В. В., Полесский С. Н.
МЕТОД УЧЕТА ВЛИЯНИЯ СИСТЕМЫ МЕНЕДЖМЕНТА НАДЕЖНОСТИ ПРЕДПРИЯТИЯ ПРИ РАСЧЕТНОЙ ОЦЕНКЕ ПОКАЗАТЕЛЕЙ БЕЗОТКАЗНОСТИ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ.....48

Дубровин В. И., Твердохлеб Ю. В.
ИССЛЕДОВАНИЕ ИЗМЕНЕНИЙ ЭНТРОПИИ И ЭНЕРГИИ НА ЭТАПАХ ДЕКОМПОЗИЦИИ СИГНАЛА.....54

Колпакова Т. А.
ОПТИМИЗАЦИЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ОБЪЕМА ЗАКАЗА МЕЖДУ НЕСКОЛЬКИМИ ПОСТАВЩИКАМИ В ТЕНДЕРЕ.....59

Левин В. И.
УСТОЙЧИВОСТЬ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ОПТИМАЛЬНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ СИСТЕМ С ИНТЕРВАЛЬНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ.....64

Нікуліщев Г. І.
ПРОТОКОЛ СЛІПОГО ЕЛЕКТРОННОГО ЦИФРОВОГО ПІДПИСУ НА ЕЛІПТИЧНИХ КРИВИХ НАД СКІНЧЕНИМ ВЕКТОРНИМ ПОЛЕМ.....71

Панасенко Є. В.
РОЗВ'ЯЗОК КРАЙОВОЇ ЗАДАЧІ ОПТИМАЛЬНОГО КЕРУВАННЯ В КРИТИЧНОМУ ВИПАДКУ.....77

Trofymchuk O. M., Kozhukhivska O. A., Bidyuk P. I., Kozhukhivskyi A. D.
ESTIMATION OF MARKET RISK IN UKRAINE USING VAR METHODOLOGY.....81

Чопоров С. В.
ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ В МЕТОДЕ КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ.....88

Шевцов Д. В.
ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОРИЕНТАЦИИ ЭЛЕМЕНТАРНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ МОДЕЛЕЙ ЗНАКОВ, ПОДЛЕЖАЩИХ АВТОМАТИЧЕСКОМУ ИМЕНОВАНИЮ НА МНОЖЕСТВЕ АТОМАРНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ.....95

НЕЙРОІНФОРМАТИКА ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНІ СИСТЕМИ.....103

Firsov S. N., Reznikova O. V.
FAULT TOLERANCE OF SPACECRAFT ORIENTATION AND STABILIZATION SYSTEM.....103

Romanuke V. V.
AN ATTEMPT FOR 2-LAYER PERCEPTRON HIGH PERFORMANCE IN CLASSIFYING SHIFTED MONOCHROME 60-BY-80-IMAGES VIA TRAINING WITH PIXEL-DISTORTED SHIFTED IMAGES ON THE PATTERN OF 26 ALPHABET LETTERS.....112

Shafronenko A., Pliss I., Bodyanskiy Ye.
THE EVOLVING ADAPTIVE NEURAL NETWORK FOR DATA PROCESSING WITH MISSING OBSERVATIONS.....119

ПРОГРЕСИВНІ ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ.....126

Dubrovin V. I., Tverdohleb J. V., Kharchenko V. V.
R-PEAKS DETECTION USING WAVELET TECHNOLOGY.....126

Евланов М. В.
ОНТОЛОГИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АРХИТЕКТУРЫ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ СЕРВИСНОГО ПОДХОДА.....130

Pishchukhina O. A.
ANALYTICAL SUPPORT OF REQUIREMENTS DEVELOPMENT FOR INTELLIGENT E-LEARNING SYSTEMS.....136

Сергиенко А. В., Каргин А. А.
ИНФОРМАЦИОННАЯ ТЕХНОЛОГИЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НОМЕРА НА ЧУГУНОВОЗНОМ КОВШЕ.....140

Скрупский С. Ю.
КОМПРЕССИЯ ULTRA HD-ВИДЕОИНФОРМАЦИИ В РАСПРЕДЕЛЕННОЙ КОМПЬЮТЕРНОЙ СИСТЕМЕ.....145

УПРАВЛІННЯ У ТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ.....151

Орловский И. А.
УПРАВЛЕНИЕ ЛАБОРАТОРНЫМ СТЕНДОМ МАНИПУЛЯТОРА МП-9С С ПОМОЩЬЮ МАТЕМАТИЧЕСКОГО ПАКЕТА МОДЕЛИРОВАНИЯ.....151

Чепкунов Р. А., Левинзон Д. И.
ОСОБЕННОСТИ РЕГУЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С КОСВЕННЫМ ИЗМЕРЕНИЕМ СКОРОСТИ.....157

Шановні колеги!

Запрошуємо Вас взяти участь у роботі VII міжнародної науково-практичної конференції «Сучасні проблеми і досягнення в галузі радіотехніки, телекомунікацій та інформаційних технологій», яка буде проводитися у Запорізькому національному технічному університеті 17–19 вересня 2014 р.

Мета конференції: аналіз і узагальнення нових теоретичних і практичних результатів у відповідних галузях знань.

Адреса оргкомітету: вул. Жуковського, 64, м. Запоріжжя, Україна, 69063,
ЗНТУ, кафедра радіотехніки та телекомунікацій.
Секретар оргкомітету Колеснікова Євгенія Ісааківна
тел.: (061) 764-32-81, 769-84-31; факс: (061) 764-46-62;
e-mail: kolevis@zntu.edu.ua.

CONTENTS

RADIO ELECTRONICS AND TELECOMMUNICATIONS.....7

Gurevich V. I.
RCD NUISANCE TRIPPING: WHO'S GUILTY AND WHAT NEEDS TO BE DONE?.....7

Vasilevskij V. V., Polyakov M. A.
OPTIMIZATION OF TECHNOLOGICAL PROCESS FOR RADIO COMPONENTS INSTALLATION BASED ON PROBABILISTIC AND TECHNICAL-ECONOMICAL MODELS CONTROL OPERATIONS.....17

Mishchenko M. V., Farafonov A. Y., Kovalenko D. A., Sitsilitsin Y. A.
SYNTHESIS METHOD OF TOLERANCE DEVIATIONS TO THE GEOMETRICAL PARAMETER OF THE MICROSTRIP DEVICES.....21

Piza D. M., Sirenko A. S., Zviahintsev E. A.
THE METHOD FOR CANCELLER ADAPTATION IN COMBINED CLUTTER AND JAMMING ENVIRONMENT.....28

Romanenko S. N., Dmitrenko V. P., Voskoboynyk V. A.
CALCULATION OF MICROSTRIP DIRECTIONAL COUPLERS WITH DISPERSION AND LOSSES IN TRANSMISSION LINES.....32

Shama E. O.
MINIMIZATION OF THE NUMBER OF INFORMING SIGNS WHEN CONSTRUCTING THE CLASSIFIER OF VEGETABLE OBJECTS.....37

Shilo G. M., Sirotuk O. V., Savello A. E., Lopatka J. A., Areshkin E. K., Gaponenko M. P.
RESEARCHING THE MASS, SIZE AND THERMAL CHARACTERISTICS OF ELECTRONIC DEVICE SEALED UNIT.....42

MATHEMATICAL AND COMPUTER MODELLING.....48

Artyukhova M. A., Zhadnov V. V., Polesskiy S. N.
IMPACT CONSIDERATION METHOD OF DEPENDABILITY MANAGEMENT SYSTEM OF THE ENTERPRISE FOR ESTIMATED ASSESSMENT OF THE ELECTRONIC EQUIPMENT RELIABILITY.....48

Dubrovin V. I., Tverdohleb J. V.
RESEARCH OF CHANGES OF ENTROPY AND ENERGY ON SIGNAL DECOMPOSITION.....54

Kolpakova T. A.
OPTIMIZATION OF DISTRIBUTION OF ORDERS AMONG MULTIPLE CONTRACTORS IN TENDERING.....59

Levin V. I.
THE STABILITY OF SOLUTION OF SYSTEMS WITH UNDEFINED PARAMETERS OPTIMAL DESIGN PROBLEM.....64

Nikulishchev H. I.
BLIND DIGITAL SIGNATURE PROTOCOL ON ELLIPTIC CURVES OVER VECTOR FINITE FIELD.....71

Panasenko Y. V.
SOLUTION OF THE BOUNDARY-VALUE PROBLEM OF OPTIMAL CONTROL IN THE CRITICAL CASE 77

Trofymchuk O. M., Kozhukhivska O. A., Bidyuk P. I., Kozhukhivskyi A. D.
ESTIMATION OF MARKET RISK IN UKRAINE USING VAR METHODOLOGY.....81

Choporov S. V.
PARALLEL COMPUTING TECHNOLOGIES IN THE FINITE ELEMENT METHOD.....88

Shevtsov D. V.
DETERMINING THE ORIENTATION OF THE ELEMENTARY COMPONENTS OF CHARACTERS MODELS, SUBJECT TO AUTOMATIC NAMING ON THE SET OF ATOMIC ELEMENTS.....95

NEUROINFORMATICS AND INTELLIGENT SYSTEMS.....103

Firsov S. N., Reznikova O. V.
FAULT TOLERANCE OF SPACECRAFT ORIENTATION AND STABILIZATION SYSTEM.....103

Romanuke V. V.
AN ATTEMPT FOR 2-LAYER PERCEPTRON HIGH PERFORMANCE IN CLASSIFYING SHIFTED MONOCHROME 60-BY-80-IMAGES VIA TRAINING WITH PIXEL-DISTORTED SHIFTED IMAGES ON THE PATTERN OF 26 ALPHABET LETTERS.....112

Shafronenko A., Pliss I., Bodyanskiy Ye.
THE EVOLVING ADAPTIVE NEURAL NETWORK FOR DATA PROCESSING WITH MISSING OBSERVATIONS...119

PROGRESSIV INFORMATICS TECHNOLOGIES.....126

Dubrovin V. I., Tverdohleb J. V., Kharchenko V. V.
R-PEAKS DETECTION USING WAVELET TECHNOLOGY.....126

Ievlanov M. V.
ONTOLOGICAL MODEL OF INFORMATION SYSTEM ARCHITECTURE, BASED ON SERVICE APPROACH.....130

Pishchukhina O. A.
ANALYTICAL SUPPORT OF REQUIREMENTS DEVELOPMENT FOR INTELLIGENT E-LEARNING SYSTEMS.....136

Sergienko A. V., Kargin A. A.
INFORMATION TECHNOLOGY FOR RECOGNITION OF THE NUMBER ON THE HOT METAL TRANSFER LADLE.....140

Skrupsky S. Y.
ULTRA HD-VIDEOINFORMATION COMPRESSION IN DISTRIBUTED COMPUTER SYSTEM.....145

CONTROL IN TECHNICAL SYSTEMS.....151

Orlovskyi I. A.
CONTROL LABORATORY BENCH OF MANIPULATOR MP-9C WITH THE HELP OF MATHEMATICAL MODELING PACKAGE.....151

Chepkunov R. A., Levinzon D. I.
FEATURES OF CONTROL OF THE ELECTRIC DRIVES WITH INDIRECT SPEED MEASURING.....157

Dear Colleagues!

On behalf of Organizing and Technical Committees we invite you to take part in the VII-th International Conference on Modern Problems and Achievements of Radio Engineering, Telecommunications and Information Technologies that will be held in Zaporizhzhya (Ukraine), 17–19 September 2014.

The purpose of the conference is analysis and generalization of novel theoretical and practical results.

Conference Address: Ukraine, 69063, Zaporizhzhya, Zhukovsky Str., 64, Zaporizhzhya National Technical University, Radio Engineering and Telecommunication Department.

Secretary of the organizing committee – Kolesnikova Evgeniya.

phones: +38 (061) 764-32-81, 769-84-31; fax: +38 (061) 764-46-62;

e-mail: kolevis@zntu.edu.ua.

РАДІОЕЛЕКТРОНІКА
ТА ТЕЛЕКОМУНІКАЦІЇ

РАДІОЕЛЕКТРОНИКА
ТА ТЕЛЕКОММУНИКАЦИИ

RADIO ELECTRONICS
AND TELECOMMUNICATIONS

UDC 621.316

Gurevich V. I.

Ph. D., Honorable professor, Senior-Specialist and Head of the section, Central Electric Laboratory with Israel Electric Corp., Israel, E-mail: Vladimir.gurevich@gmx.net

RCD NUISANCE TRIPPING: WHO'S GUILTY AND WHAT NEEDS TO BE DONE?

The reasons for nuisance tripping of residual current devices (RCD) are analyzed in the article and the affect of many external factors is discussed. Solutions are described for avoiding faulty tripping of an RCD.

Keywords: residual current device, RCD, nuisance tripping, harmonic, differential current, leakage current.

INTRODUCTION

Residual current devices (RCD) are widely used all over the world in households and commercial enterprises as an additional protection against electric shock (RCD with differential tripping currents of up to 30 mA [1, 2]) and as protection from fire, which can result from temperature increases due to current flowing through broken cable insulation and other types of equipment (RCD with tripping currents from 100 to 300 mA [3, 4]).

Since RCD are used so widely, information about their nuisance tripping is in the public domain. It's one thing if power outage occurs in an apartment in a house; this can be easily fixed, by returning the RCD to its initial position. But it's absolutely a different thing if this outage occurs when complex commercial electronic equipment, computers, servers, etc are working. The losses in this case can be tremendous; and these losses can be not only material. Paragraph 7.1.81 of the Operational Codes for Electric Installations (OCEI-7) clearly prohibits installation of RCDs for electric consumers the disconnection of which can result in situations dangerous for consumers (disconnection of fire alarms, and the like). However, it is not always easy to predict the consequences of the disconnection of specific electric receivers wired through an RCD (such as computers, controlling a technological process, special communication devices and alarms, etc.). This is why the problem of nuisance tripping of RCD is very relevant. This topic is discussed in multiple articles found in special technical references [5–10], it is even mentioned in catalogues of large RCD manufacturers, such as ABB, Siemens, Schneider Electric, Merlin Gerin, Legrand, Eaton, Mueller and others.

Standards [11, 12] describe two major types of an RCD, i.e., AC and A. While standard [13] mentions two additional types, i.e., B and F. All of them differ in terms of current flowing through the RCD. For example, the AC type RCD is designed for sinusoidal alternating current only; the A type is designed for alternating sinusoidal current and rectifying current imposed to it; the B type is designed for alternating sinusoidal current with a frequency up to 1000 Hz and pulsing, direct or rectified smoothed current; and the F type («F» stands for frequency) is designed for alternating sinusoidal or pulsing current as well as for non-sinusoidal current, which contains harmonics generated by frequency converters. Many additional types have been «invented» by manufacturers with the purpose of reducing nuisance tripping problems, such as, types U, K, AP-R, SI and others, which are not mentioned in standards. RCD can also be divided into general use devices (type G – general) and selective devices (S – selective). The latter have increased differential trip currents and are equipped with trip delays. They are used in branched cascade networks.

© Gurevich V. I., 2013

Despite the availability of multiple types of RCDs in the market, the problem of nuisance tripping is still relevant.

1 ANALYSIS OF REASON FOR RCD NUISANCE TRIPPING

Let's make it clear from the start: we will not be discussing faulty tripping of RCD as a result of RCD's failures. Rather we will be discussing only nuisance tripping of fully functional RCDs. The reader may ask: *Why? If an RCD is fully functional and meets all the requirements set for it, how can it be tripped falsely?* The issue is about specific conditions and operational modes which may occur in electric mains as well as those parameters of these mains and modes of operation of electric energy consumers. Due to the high sensitivity of the RCD, the operational modes of the main and consumers characteristics powered through the RCD have a direct impact on the device and often result in its faulty actuation.

1.1 Natural («background») leakage current to the ground through intact insulation of cables and electric loads

It is known that RCD responds to the so-called differential current, which is a difference between the phase current (or a sum of the phase currents in a 3-power network) and current in the neutral. If the current flows to a load through an RCD via a phase wire and returns to the RCD through a neutral wire, the differential current for which the RCD is set up will amount to zero. If part of the phase current that flows through the RCD is «leaked» to the ground through faulty insulation and does not return to the RCD through a neutral wire, a difference of currents will occur (differential current) to which the RCD responds. The distributed capacities related to ground wires, capacities between coils of transformers and motors related to grounded housings, capacities of multiple filters installed in the supply circuits of almost all types of electronic equipment are the ways through which current may «leak» to the ground. This is actually the current to which an intact RCD should react. According to the standards [14, 15] the RCD's trip current may fall in the range of $0{,}5I_{\Delta N} - I_{\Delta N}$. This means that a functional RCD with a nominal differential tripping current of 30 mA (maximum permitted current to protect people from electric shock) can be tripped at 50 % of the nominal current, i.e., at 15 mA. For RCD types «A» and «B» the real trip current depends also on the pulsing component phase shift and according to standards [11, 12, 14] it falls into the range $0{,}11I_{\Delta N} - 2_{\Delta N}$.

1.2 Distortion of current form in the RCD circuit

The quality of electric power in household and commercial mains tends to deteriorate continuously due to expanding application of non-linear loads, such as powerful voltage regulators, frequency converters, UPS, LED light fixtures, computers, servers, controllers and other low power electronic devices with internal impulse mode power supply that consume non-sinusoidal current from the mains. This distorted current, containing a number of high-frequency harmonics, will flow through RCD as well, see Fig. 1, Table 1.

Past research [5–10] has shown that distorted current flowing through RCDs of electro-magnetic type leads to significant changes in the threshold of its tripping. The effect of high frequency harmonics on the condition of the magnetic core of the internal current transformer of the RCD and its other elements is rather complicated and controversial. In some cases it is possible to speak of the danger of RCD malfunction, whereas in other cases – about reduction of tripping threshold, i.e., the increase of probability of faulty actuations.

But high frequency harmonics not only change the RCD's tripping threshold, but also increase the total «background» leakage current through capacities of the mains and consumers. This is why we can find ourselves in a situation when even a specially selected RCD, which can work with distorted currents, may still be tripped erroneously.

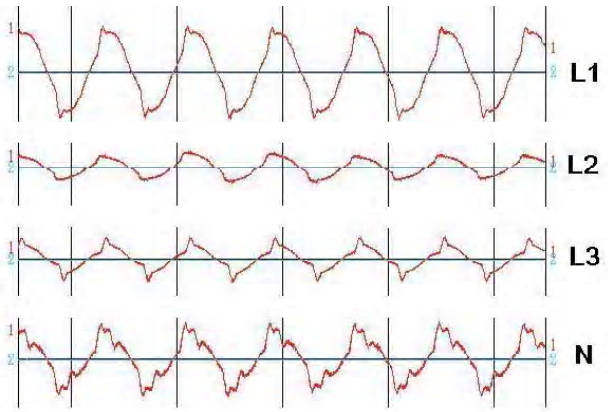


Fig. 1. Real oscillogram charts of phase and neutral currents flowing through RCD connected to supply mains of electronic communication equipment and resulting in several faulty disconnections of equipment

Table 1. Real harmonics composition of currents flowing through RCD, connected to supply mains of electronic communication equipment and having registered cases of nuisance tripping

Harmonic's number	Contents of each harmonic in %			
	L1	L2	L3	N
1	100	100	100	100
2	1	0,9	3	1,3
3	14,6	23,7	46,3	58,2
4	0,9	0,9	2,5	1,3
5	22,5	17,3	45,2	26,8
6	0,8	3,2	2,6	4
7	15,2	10,8	34,6	21
THD, %	**34,5**	**33**	**80**	**78**

1.3 Impact of current impulses in the RCD circuit

Besides harmonics, electric networks of private dwellings and especially networks of commercial enterprises are affected by atmospheric and switching overvoltages. These overvoltages are «cut» by various types of protection elements, such as gas arrestors, voltage-depended non-linear resistors (varistors) and specific non-linear semiconductor elements. These protection elements are installed directly in the network as separate elements and they are part of internal power supplies of all modern electronic devices. Short (parts of milliseconds) impulses of rather high current (hundreds of Amps) occur when these devices are actuated due to overvoltages and current flow between phase and ground as well as between neutral and ground. In any case this current is actually the differential current to which RCD should react.

As a rule, internal power supplies of electronic devices [16] contain input network filters, which include capacitors as their main elements and which are connected between the phase and the ground as well as between neutral and the ground. When the power supply is switched on, these capacitors produce the current surge between phase and ground to which RCD should react. In addition it should react when the working impulse power supply (this is the main power supply for all modern electronic devices) consumes current from the network in pulses [16]. The crest factor, in other words, is the ratio of peak value to the RMS. Current value, consumed by the load, amounts to 3, while it is 1,41 for a usual sinusoidal signal. This creates additional load for an RCD.

1.4 The effect of the direct current level on RCD performance

Unlike the above situation (see 2.2) with non-sinusoidal current flowing through an RCD, the expansion of powerful electronic devices (with their frequency converters, voltage regulators, invertors, powerful convertors and variable frequency electric drives) constitue conditions whereby high frequency sinusoidal current of pulse-width modulation and direct or rectified pulsing current flow through RCD connected to circuits with such devices. Normally RCDs of AC, A and even F types are not designed to work in circuits with this current. Since the input element of any RCD is represented by a current transformer with a ferro-magnetic core (see Fig, 2), it is obvious that the characteristics of such a transformer will largely depend on the availability of direct current level in the current. In other words the moment when the RCD is actuated will not be determined by its nominal value of differential current, but by random fluctuations of load and leakage current.

However, even if we select a type B RCD for these purposes, but do not take special measures, type B devices will also be affected by faulty actuations due to the influence of significant impulse current or background leakage current just like RCDs of other types.

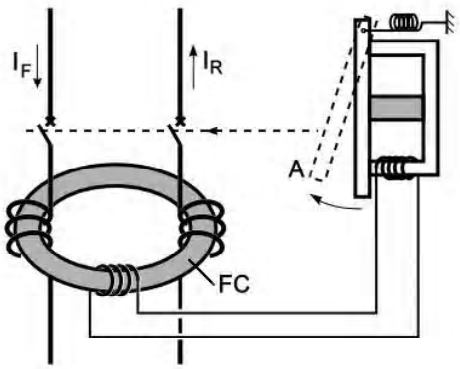


Fig 2. Simplified layout of an RCD. FC – ferro-magnetic core ring of differential current transformer; A – contact system's release pusher

2 WHAT NEEDS TO BE DONE?

2.1 Reducing the effect of natural (background) leakage current

In order to avoid faulty actuation of RCD the standard [15] and OCEI (7.1.83) suggest that it should be selected considering the actual value of the background leakage; it should not exceed 30% of the nominal actuation current. In other words for an RCD with $I_{\Delta N} = 30$ mA the background leakage current should not exceed 10 mA. But what happens in practice?

In the absence of actual (measured) values of the leakage current, the OCEI (7.1.83) suggests accepting the leakage current for electric consumers based on 0,4 mA for each 1 A of the load current and for wires based on 10 microampere for 1 meter of length of a phase conductor. As an example standard [15] provides typical values of leakage current for several types of electric equipment, see Table 2.

This means that one RCD can be connected to 4–5 computers and 1 printer located within several dozens of meters from the switchboard where the RCD is installed. How can we measure the real current of RCD actuation and the real background leakage current flowing through it? There are special devices for this; however, qualified personnel of commercial enterprises and companies can measure this current with a simple device, Fig. 3, observing safety requirements. Initially, the RCD trip current is measured (by gradual reduction of resistance of R resistor) while the load is switched off. Then, the same measurement is performed with the load switched on. The difference in measurements will be the sought-for value of the background

Table 2. Typical leakage currents for some types of electric equipment

Electrical appliances kind	Typical leakage current, mA
Computers	1–2
Printers	0,5–1
Portable domestic electrical appliances	0,5–0,75
Photocopy machines	0,5–1,5
Filters	~ 1,0

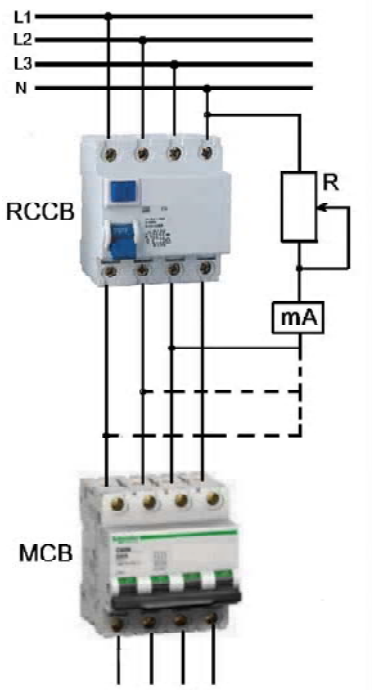


Fig. 3. Measurement of the background leakage current through RCD

leakage current. If this value is higher than 10mA, then according to recommendations [15] the loads should be split, i.e., install an additional RCD and split the loads between two of them.

In complicated branched networks which have an hierarchical (cascade) structure, the RCD should be connected at each level (cascade). Obviously, the background leakage current of upstream cascades will be represented by the sum of the background leakage current of downstream cascades. This is why in order to avoid the faulty actuation of RCD in such networks they should have specific selectivity like any other protection systems used in branched networks. There are S type RCDs (selective, with various trip current values and various trip delay values) for this purpose. They switch on different types of RCDs based on the specification of controlled current, Fig. 4.

This cascade connection of RCD allows elimination of their faulty actuation in a complex network. However, it should be considered that RCD with a trip current above 30 mA cannot be viewed as a reliable protection of people from electric shock. This means that the significant portion of the upstream network does not protect people from electric shock and the RCD is used as a fire protection only. On the other hand, it does not mean that a low power consumer connected through an ordinary plug somewhere upstream cannot be protected by a separate RCD with an actuation current of 30 mA. In this situation the leakage current from all downstream cascades will not flow through this RCD and its faulty actuations can be successfully avoided providing reliable performance without nuisance tripping.

In some types of RCD marketed as «super resistant» to nuisance tripping this «resistance» is ensured due to the

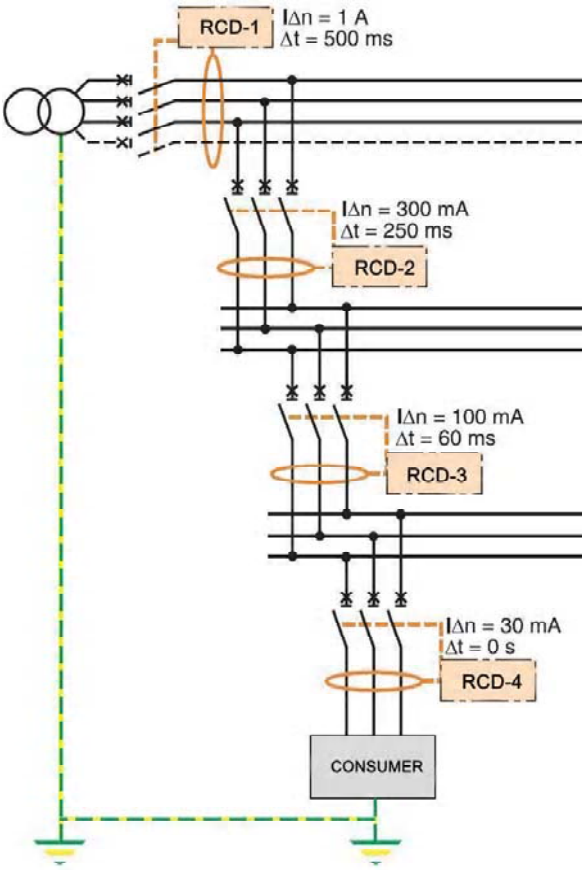


Fig. 4. An example of cascade connection of RCD in a branched network

increase of the minimum level of differential trip current from $0{,}5I_{\Delta N}$, which is actually not prohibited by standards, to $0{,}75-0{,}8I_{\Delta N}$.

2.2 Prevention of harmonics affect on RCD performance

Prevention of the affect of higher harmonics on the RCD is the second option to increase the RCD's resistance to nuisance tripping. It is clear that an RCD designed to work with current containing higher harmonics will behave more predictably compared with devices, which are not intended to work with high frequency current. In fact, this is the reason why special types of RCD (B and F) including special filters and limiting the effect of harmonics were developed. RCD of type F are not manufactured as separate devices, they are manufactured as a type A RCD with expanded frequency characteristics. This is why the marking of this type of RCD usually bears two letters: AF or A–F.

In the case of non-linear loads present in a network, which condition increases the level of high frequency harmonics and loads, and containing direct components, these loads should be separated from the common network in such a way so that the non-linear current and current containing the direct component do not flow through another RCD, Fig. 5, which will prevent their nuisance tripping.

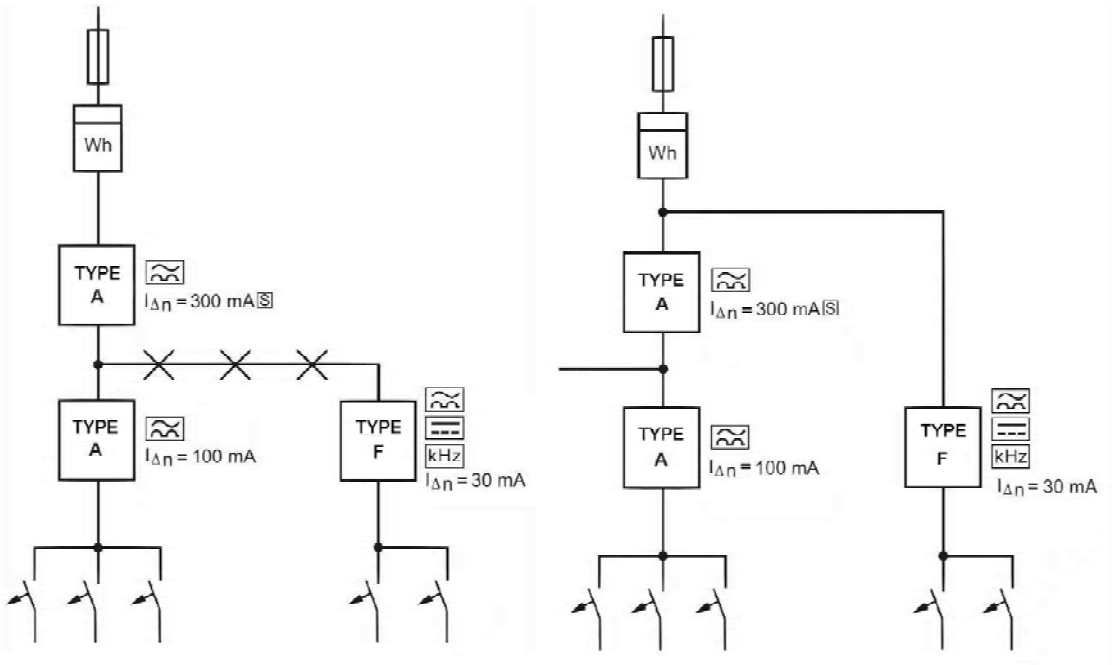


Fig. 5. Incorrect (left) and correct (right) connection of non-linear load with special type RCD

It should be taken into consideration that the increased level of high frequency harmonics in the voltage leads to increase of leakages through capacities of wires and equipment, i.e., the increase of the background current thus making the use of special type RCD inefficient. The increased level of harmonics leads to an increase of voltage drops on elements connected in series (inductance chokes) built into the electronic equipment of network filters. This can result in the increase of high frequency voltage level and leakages to the ground through capacitors of these filters. At the same time past research suggests that electronic RCDs are less sensitive to harmonics than electromechanical RCDs, which may be strange at first sight. This is due to the fact that in an electronic RCD the controlled current containing harmonics is not used directly for actuation of the RCD trip unit, but is only a source of a controlling signal, which is cleared from harmonics, strengthened and converted. In order to influence the RCD trip unit, the energy of an auxiliary power supply is used. Phase voltage of the power network can be used as such a supply. An example of an electronic RCD (designated as U-type) is a device manufactured by Eaton-Moeller company under the brand dRCM-40/4/003-U+.

Unfortunately, the use of an electronic RCD (in the standards they are referred to as RCD with dependant power supply, i.e., requiring an auxiliary power supply) is not that simple. The problem is that when the contact in the neutral wire is broken, the RCD will lose its power supply and stop functioning, whereas an electromechanical RCD will actuate and disconnect a consumer due to current imbalance. Due to this, a lot of manufacturers started producing RCDs with a built-in element, which ensures its actuation and disconnection load in the case that the neutral wire is broken (in other words, when the RCD loses its power supply). In their opinion this algorithm was supposed to eliminate an obstacle in the way of using electronic RCDs. However, paragraph 7.1.77 of OCEI-7 prohibits using this RCD, which disconnects a consumer from the mains in the event of voltage outage or voltage dips in inhabited buildings. Why? The author has no reply to this question. And perhaps, not only the author, since V.A. Bulat, Doctor of Science, says the following in his recommendations regarding selection of a correct RCD [17]:

«Among electronic RCD or differential automatic circuit breakers ***the preference should be given to those that have protection from disconnection of neutral conductor*** *– the disconnection can lead to loss of input voltage by RCD which makes them non operable».*

In some European countries the use of electronic RCDs with dependent power supply in stationary electric mains is not allowed by national standards. French standard NFC 15–100 (§ 531.2.2.2) specifies that they should not be used in electric installations of residential buildings. In Russia the concept that an electronic RCD should not be used to protect people from electric shock was shuffled from one scientific article to another for a long time. It is interesting that there was one quote (about the danger of disconnection of zero wire), that was copied by many authors word by word. However, paragraph A.4.14 of the new edition [18] expressly says:

«RCD dependant from auxiliary power supply (electronic) and independent (electromechanical) can be used in residential installations as shock hazard protection».

There are no restrictions for RCD use in the new edition of OCEI-7 also.

The international standard [19] allows using electronic RCDs in two situations:

– when using an RCD as protection from indirect contact;

– when using an RCD in network and electric appliances services by qualified personnel.

Direct contact means a contact of a person with current conducting parts inside an electric appliance, while indirect contact means a contact of a person with a casing or another part of an electric appliance, which are normally insulated and are under voltage only due to insulation breakage, Fig. 6. It is clear that the probability of RCD working in the latter case is much lower than in the former case, this is why the standard allows using electronic RCD in this case.

Special filters with low current leakage to the ground connected in series with an RCD are more efficient in protecting electromechanical RCDs of different types from the harmonics effect.

An example of this special filter is Filter FN3268 produced by the Swiss company Schaffner [20]. These filters are intended for nominal load currents of 7, 16, 30, 42, 55, 75 Amps for RCDs with a differential current of 30 mA and for currents 100, 130, 180 Amps for RCD with differential current of 300 mA. They not only prevent the influence of high frequency harmonics on the change of the RCD trip threshold, but also reduce background leakage current, since their own leakage current is much less than the current leaking through capacities of the mains due to high frequency harmonics. This is the reason why these filters can be more efficient in preventing nuisance tripping of RCD than the use of special types RCD (Fig. 7).

2.3 Prevention of current pulses effect on RCD performance

Actually, today it is not a problem to separate short (several milliseconds) current impulses by means of electronic circuits and block the effect of these short impulses. But when talking about very small and affordable devices (RCD) including those of electromechanical type, the only way to protect from such impulses is to use time lag so that impulses with durations less than this time lag could not activate RCD.

According to standards [11, 12], based on actuation time, RCD are distinguished G (general) and S (selective) types.

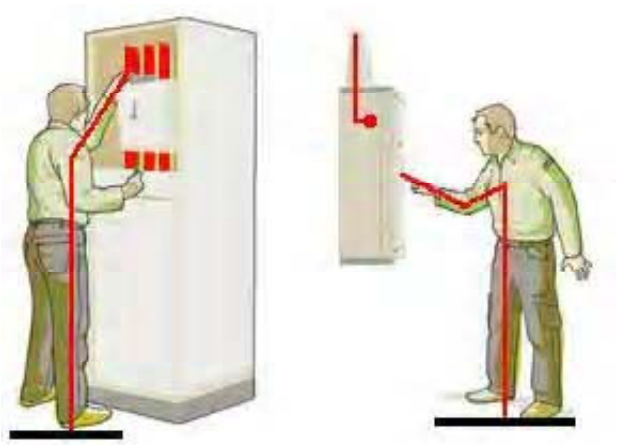


Fig. 6. Examples of direct (left) and indirect (right) contact

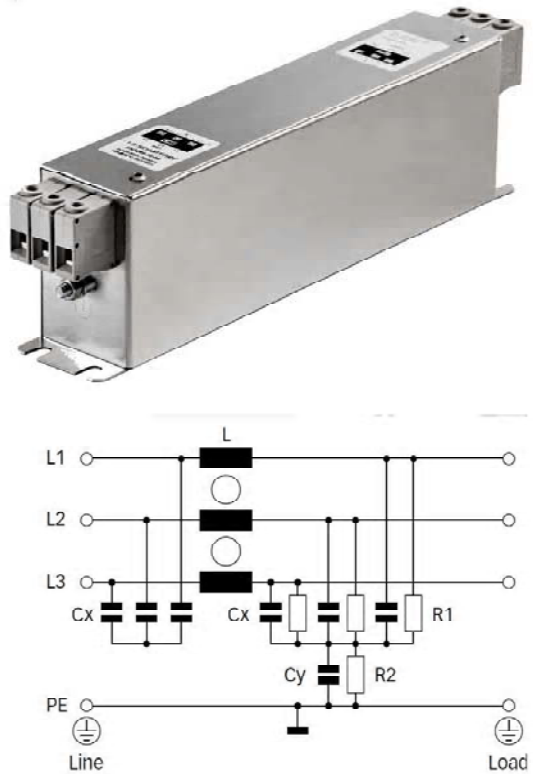


Fig. 7. Special 3-phase filter, type FN 3268 produced by Schaffner to prevent the effect of harmonics on RCD of all types

In fact, RCD do not have strict and constant times of actuation. They possess a typical reverse time-to-current feature: the higher is the differential current, the less is the time lag to disconnect the protected circuit, Table 3.

In technical literature [21] we come across erroneous interpretations of RCD actuation time and references to three instead of two types of devices, such as immediate action (without time delay), with a little delay (type G) and with increased delay (type S), Table 4.

In fact, according to the standards there is no immediate action type device at all. Indeed, for type G RCDs unlike type S the minimum actuation time (in the IEC standard it is called minimum time of non-operation) is not standardized. In other words, theoretically it can be as small as desired.

Clearly this very small time of the general type RCD (type G) actuation does not improve its resistance to nuisance tripping, but on the other hand type S RCD are not suitable as human protection devices.

Table 3. Trip time of different types of RCDs at various rates of differential current according to IEC 61008-1 standard (Table 1)

RCD type	RCD trip time at variable values of differential currents I_{DIFF} (rms.), ms					
	I_{DIFF}			$2\ I_{DIFF}$	$5\ I_{DIFF}$	
	Min	Max	Min	Max	Min	Max
G	–	300	–	150	–	40
S	130	500	60	200	50	150

Table 4. Erroneous classification of types of RCD actuation based on its time delay [21]

RCD type		Time delay, ms at			
		$I_\Delta = I_{\Delta n}$	$I_\Delta = 2I_{\Delta n}$	$I_\Delta = 5I_{\Delta n}$	$I_\Delta = 500$ mA
–	Common use, without time delay	<0,3	<0,15	<0,04	<0,04
G	With minimal time delay 10 ms	0,01…0,3	0,01…0,15	0,01…0,04	0,01…0,04
S	Selective, with minimal time delay 40 ms	0,13…0,5	0,06…0,2	0,05…0,15	0,04…0,15

Rather, type S are used to ensure selectivity in the upstream cascades of branched electric networks and have minimum actuation currents of 100–300 mA. This is why many manufacturers produce special type RCDs for differential current of 30 mA (i.e., intended to protect people) with a minimal standardized actuation time of 10 msec (this means they should not be actuated even at current impulses of large amplitude and lasting less than 10 msec). Such RCDs are classified as especially resistant to faulty actuation and are marked according to the manufacturer's wish. For example, Siemens marks this RCD as type «K», while the ABB company marks them as «AP-R».

2.4 Elimination of direct component effect on RDC performance

To eliminate the effect of a direct component on RCD performance in a network, where the occurrence of this component (and also high frequency sinusoidal current) is possible, the special type B RCDs are used, which have a differential transformer manufactured using special technology. Very small power taken off from such differential transformers makes it difficult to use electromechanical RCDs, which uses this power for relocation of a releaser of the trip unit. This is why the majority of RCD manufacturers either do not manufacture type B devices at all, or manufacture them in the electronic variant instead of electromechanical. The standard [13] determines the upper limit of the sinusoidal current frequency for which in addition to direct, pulsing and alternating current the type B RCD should be employed at 1000 Hz. A lot of manufacturers of this type of device guarantee their operation at frequencies of up to 2000 Hz, whereas for type «B+» devices – up to 20 kHz. Type B RCD is the most universal of all other types of RCDs, but is also the most expensive.

2.5 Correct selection of RCD type is a key to successful prevention of nuisance tripping

In real conditions of operation there can be a situation when a certain separate fully intact RCD device working in a group of other RCDs of the same type and installed in the same switchboard will have a trip current rating in the network with similar consumers, which is two times less than the nominal rating (which is accepted by the standards). In situations such as this in the event of the occurrence of some detrimental factors (e.g., harmonics, current impulse, results from impulse overloading and arrester actuation, background leakage current), which do not result in tripping of other RCDs, this unit can be actuated erroneously. Moreover, if the affect of detrimental factors repeats, nuisance tripping of this RCD installed in a group of other RCDs can also repeat itself. To prevent such situations sometimes it is enough to substitute this RCD unit by the similar RCD of the same type, but with actuation current rating higher than that of the RCD which actuated erroneously.

In some cases nuisance tripping happens because of accidental combination of events, each of which separately would not result in the faulty actuation of RCD. For example, if there is a certain constant level of harmonics in the circuit, which does not lead to RCD tripping and at the same time there is a powerful current impulse (which alone does not cause actuation), the RCD can be tripped and a consumer will be disconnected. Even such sophisticated and universal units as type B RCD can be susceptible to faulty actuation due to the effect of significant impulse current or background leakage current.

To ensure reliable power supply to consumers and prevention of accidental nuisance tripping of RCD in a network with low power quality, the units should be selected in advance (during design stage) and possess a special feature which ensures protection from harmonics, impulse current and background leakage current effect. If low quality of power was not anticipated before and appeared to be low in practice or deteriorated because of substitution (addition) of consumers, the usual RCDs that were installed before (AC, A) should be substituted by special type RCDs (F, B, U, K).

A similar situation can occur during a lengthy use of an electric installation, when due to natural insulation degradation process or its pollution (wetting) a gradual increase of background current occurs. In situations such as this a special type of RCDs is usually manufactured on the basis of standard electromechanical units of A type, but supplemented with built-in variable resistors, filters, time delay elements on the basis of RC-chain and have increased (up to 0,75–0,8 of the nominal rating) rating of minimum differential actuation current, Fig. 8. Electronic RCDs are more diversified both in terms of design and in terms of functionality, but they have specific restrictions in use, which have been mentioned above.

A search for devices, which would satisfy all these requirements among dozens of RCD types manufactured by many companies, returned the following results, Table 5. As a rule, RCDs of the same type and possessing similar parameters are manufactured for nominal currents of 25, 40,

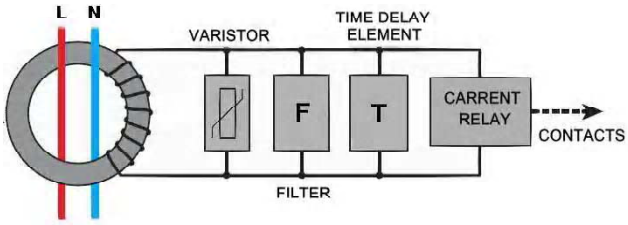


Fig. 8. Typical structure of electromechanical RCD especially resistant to faulty actuation

63A in two-pole (for single phase mains) and four-pole (for 3-phase mains) designs. In order to save space, Table 4 shows parameters of RCD with nominal current of 40 A in a four-pole design only.

I regret to say that even the latest version of the main standard on RCD [11] does not interpret RCD classification accurately in terms of resistance to faulty actuations. For example, according to [11] the devices with a standard resistance to faulty actuation are type G (general) devices, whereas devices with increased resistance to faulty actuation are type S (selective) devices. It is obvious that type S devices intended for differential current in the range of 100-300 mA and higher will be more resistant to faulty actuations compared with type G devices with actuation currents of 10–30 mA. But as was mentioned above, type S units cannot be used to protect people from electric shock. This means that according to [11] there is no RCD resistant to faulty actuation intended to protect people from electric shock at all. It seems that the authors of the major international standard on RCD are comfortable with this situation, since this concept has been there for a long time and is copied from one edition of the standard to another. However, the data presented in Table 5 show inconsistency of the classification offered by the standard.

3 AUTOMATIC RECLOSING OF RCD AS AN ADDITIONAL OPTION TO IMPROVE RELIABILITY OF POWER SUPPLY TO CONSUMERS

The automatic reclosing (AR) of an RCD cannot be called a means of preventing faulty actuation. It is rather a way to correct the results of nuisance tripping. However, an RCD with AR can be very efficient in solving the problem in those cases, when consumers accept short-time power supply failures. The AR function is easier to implement in some types of electronic RCDs. To return to the initial state an electromechanical RCD needs a special motor drive, which of course requires a separate auxiliary power supply. Some companies produce AR devices as separate blocks, which are installed close to RCDs of different types and reclosing them after tripping in the initial state by simulating the action of a person's hand by means of special protruding plastic lever.

The ABB Company also supplements their AR devices with a small transformer installed on a DIN-rail close to the RCD, which provides power to AR unit's drive from the supply mains. Some types of various AR devices are shown in Fig. 9.

The majority of types of AR devices allow the RCD to return into its initial condition electively: automatically with a small time lag or, remotely, on command. These devices are manufactured by ABB, Schneider Electric, Legrand, Hager, Circutor, Aoelec and others.

Table 5. Some principal technical features of RCD, type G (general) especially resistant to faulty actuation

No.	RCD type and manufacturer	Type	Nominal current, A	Trip current, $I_{\Delta N}$ мA	Drive type	Time delay, ms (at $I=I_{\Delta N}$)	Pole number
1	**dRCM-40/4/003-U+** Cat. number 120850 Eaton (Moeller)	**U**	40	30	electronic	10	4
2	**F374-40/0.03** ABB	**A–F**	40	30	electro-mechanical	10	4
3	**F204 A-40/0.03** ABB	**AP–R**	40	30	electro-mechanical	10	4
4	**DFS 4F** Cat. number 09134901 Doepke Schaltgeräte GmbH & Co.	**A-F**	40	30	electro-mechanical	10	4
5	**5SM3 344-3** Siemens	**F–K**	40	30	electro-mechanical	10	4
6	**4RC440SI30** (Clipsal) Schneider Electric	**SI**	40	30	electro-mechanical	–	4
7	**FRCdM-40/4/003-G/B+** Cat. number 167881 Eaton (Moeller)	**G/B+**	40	30	electronic	10	4
8	**5SM3 344-4** Siemens	**B**	40	30	electronic	10	4

Fig. 9. Different types of AR devices for RCD (some of them are shown with RCD)

SUMMARY

In cases RCD nuisance tripping occurs, it yet does not mean RCD malfunction and necessity of it urgent replacement. It is necessary to analyze all the external factors influencing for RCD faulty actuation according to recommendations of the article, and only then to do conclusions.

SPISOK LITERATURY

1. Low-voltage electrical installation. – Part 4–41: Protection for safety. – Protection against electric shock, ed. 5 : IEC 60364-4-41: 2005.
2. Электроустановки низковольтные. Часть 4–41: Требования безопасности. Защита от поражения электрическим током : ГОСТ Р 50571.3-2009.
3. Low-voltage electrical installations. – Part 4–42: Protection for safety. – Protection against thermal effects : IEC 60364-4-42: 2010.
4. Электрооборудование зданий. Часть 4. Требования по обеспечению безопасности. Защита от тепловых воздействий : ГОСТ Р 50571.4-94.
5. *Czapp, S.* The Effect of Earth Fault Current Harmonics on Tripping of Residual Current Devices / S. Czapp // Intern. School on Non-sinusoidal Currents and Compensation, IEEE. – 2008. pp. 1–6.
6. *Czapp, S.* Analysis of the Residual Current Devices Independent Trip for the Residual Current Frequency Higher than Rated Value / *S. Czapp* // Present-Day Problems of Power Engineering APE'07 : XIII International Scientific Conference, 13–15 June 2007, vol. 4. – Gdansk-Jarata, 2007. – pp. 283–290.
7. *Czapp, S.* The Impact of Higher-Order Harmonics on Tripping of Residual Current Devices / S. Czapp // Power Electronics and Motion Control Conference, 2008, pp. 2059–2065.
8. *Yu, Xiang* Impact of Residual Harmonic Current on Operation of Residual Current Devices. / Yu Xiang., V. Cuk, J. F. G. Cobben //10 th International Conference on Environment and Electrical Engineering, Rome, Italy, 8–11 May, 2011. – pp. 4–11.
9. *Yu, Xiang* Tripping Characteristics of Residual Current Devices Under Non-sinusoidal Currents / Yu Xiang, X. H. Wong, M. L. Chen // Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2010 IEEE, 3–7 October, 2010. – pp. 1515–1521.
10. *Freschi, F.* High Frequency Behavior of Residual Current Devices / F. Freschi // IEEE Transaction on Power Delivery. – 2012. – Vol. 27, No. 3. – pp. 1629–1635.
11. Residual current operated circuit-breakers without integral overcurrent protection for household and similar uses (RCCBs) – General rules, ed. 3.1 : IEC 61008-1: 2012.
12. Выключатели автоматические, управляемые дифференциальным током, бытового и аналогичного назначения без встроенной защиты от сверхтоков. Часть 1. Общие требования и методы испытаний : ГОСТ Р 51326.1-99.
13. Type F and type B residual current operated circuit-breakers with and without integral overcurrent protection for household and similar uses, ed. 2 : IEC 62423: 2009.
14. General requirements for residual current operated protective devices, ed 2. : IEC/TR 60755: 2008.
15. Guidance for the correct use of residual current-operated protective devices (RCDs) for household and similar use : IEC/TR 62350: 2006.
16. *Гуревич, В. И.* Устройства электропитания релейной защиты. Проблемы и решения / В. И. Гуревич. – М. : Инфра-Инженерия, 2013. – 288 с.
17. Отвечаем на вопросы читателей. – Портал журнала «Новости электротехники» http://www.news.elteh.ru/arh/2001/7/08.php
18. Проектирование и монтаж электроустановок жилых и общественных зданий : СП 31-110-2003. – М. : Госстрой России, 2007.
19. Electrical installations of buildings – Part 5–53 – Selection and erection of electrical equipment – Isolation, switching and control, Ed. 3. : IEC 60364-5-53: 2001.
20. Low leakage current EMC filters. Full compatibility with residual current circuit breakers sensitive to all current types. – Schaffner.
21. *Штефан, Ф.* Устройства защитного отключения, управляемые дифференциальным током / Ф. Штефан ; под ред. В. И. Мозырского. – Прага, 2000. – 90 с. (Перевод и издание ОАТ «Киевпромэлектропроект»).

Стаття надійшла до редакції 01.08.2013.

Гуревич В. И.
Канд.техн. наук, почетный профессор, ведущий специалист и начальник сектора, Центральная лаборатория Электрической компании Израиля, Израиль

ЛОЖНЫЕ СРАБАТЫВАНИЯ УЗО: КТО ВИНОВАТ И ЧТО ДЕЛАТЬ?

В статье рассматриваются причины ложных срабатываний устройств защитного отключения (УЗО) и приведен анализ влияния на эти срабатывания различных внешних факторов. Описаны технические решения, направленные на предотвращение ложных срабатываний УЗО.

Ключевые слова: устройство защитного отключения, УЗО, ложные срабатывания, гармоники, дифференциальный ток, ток утечки.

Гуревич В. І.
Канд. техн. наук, почесный професор, провідний спеціаліст, голова сектору, Центральна лабораторія Электричної компанії Ізраїлю, Ізраїль

ПОМИЛКОВІ СПРАЦЬОВУВАННЯ ПРИСТРОЇВ ЗАХИСНОГО ВІДКЛЮЧЕННЯ: ХТО ВИНЕН І ЩО РОБИТИ?

У статті розглядаються причини помилкових спрацьовувань пристроїв захисного відключення (ПЗВ) і наведено аналіз впливу на ці спрацьовування різних зовнішніх факторів. Описані технічні рішення, спрямовані на запобігання помилкових спрацьовувань ПЗВ.

Ключові слова: пристрій захисного відключення, помилкові спрацьовування, гармоніки, диференційний струм, струм витоку.

REFERENCES

1. Low-voltage electrical installation. Part 4-41: Protection for safety. Protection against electric shock, ed. 5 : IEC 60364-4-41: 2005.
2. Elektroustanovki nizkovoltntie. Chast 4-41: Trebovania bezopasnosti. Zashtita ot poragenia elektricheskim tokom : GOST R 50571.3-2009.
3. Low-voltage electrical installations. Part 4-42: Protection for safety. Protection against thermal effects : IEC 60364-4-42: 2010.
4. Elektooborudovanie zdaniy. Chast 4. Trebovania po obespecheniu bezopasnosti. Zashita ot teplovyh vozdeystviy : GOST R 50571.4-94.
5. Czapp S. The Effect of Earth Fault Current Harmonics on Tripping of Residual Current Devices. Intern. School on Non-sinusoidal Currents and Compensation, IEEE, 2008, pp. 1–6.
6. Czapp S. Analysis of the Residual Current Devices Independent Trip for the Residual Current Frequency Higher than Rated Value. *Present-Day Problems of Power Engineering APE'07 : XIII International Scientific Conference,* 13–15 June 2007, vol. 4, Gdansk-Jarata, 2007, pp. 283–290.
7. Czapp S. The Impact of Higher-Order Harmonics on Tripping of Residual Current Devices, *Power Electronics and Motion Control Conference*, 2008, pp. 2059–2065.
8. Yu Xiang., Cuk V., Cobben J. F. G. Impact of Residual Harmonic Current on Operation of Residual Current Devices. 1*0 th International Conference on Environment and Electrical Engineering*, Rome, Italy, 8–11 May, 2011, pp. 4–11
9. Yu Xiang., Wong X. H., Chen M. L. Tripping Characteristics of Residual Current Devices Under Non-sinusoidal Currents. *Industry Applications Society Annual Meeting (IAS), 2010 IEEE*, 3–7 October, 2010, pp. 1515–1521.
10. Freschi F. High Frequency Behavior of Residual Current Devices, *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol. 27, No. 3, pp. 1629–1635.
11. Residual current operated circuit-breakers without integral overcurrent protection for household and similar uses (RCCBs), General rules, ed. 3.1, IEC 61008-1: 2012.
12. Vikluchately automaticheskie, upravliaimie differencialnim tokom, bitovogo i analogichnogo naznacheniy bez vstroennoy zachity ot sverhtokov. Chast 1. Obshie terebovania i metody ispitaniy, GOST R 51326.1-99.
13. Type F and type B residual current operated circuit-breakers with and without integral overcurrent protection for household and similar uses, ed. 2 : IEC 62423: 2009.
14. General requirements for residual current operated protective devices, ed 2. : IEC/TR 60755: 2008.
15. Guidance for the correct use of residual current-operated protective devices (RCDs) for household and similar use, IEC/TR 62350: 2006.
16. Gurevich V. Power Supply Devices and Systems of Relay Protection. CRC Press (Taylor & Francis Group), Boca Raton, New York, London, 2013, 264 p.
17. Otvechaem na voprosy chitateley, Portal jurnala «Novosti electrotechniki» http://www.news.elteh.ru/arh/2001/7/08.php
18. Proektirovanie i montag electroustanovok gilih i obshiestvennih zdaniy, 2007. SP 31-110-2003.
19. Electrical installations of buildings – Part 5–53 – Selection and erection of electrical equipment – Isolation, switching and control, Ed. 3. IEC 60364-5-53: 2001.
20. Low leakage current EMC filters. Full compatibility with residual current circuit breakers sensitive to all current types. – Schaffner.
21. Stefan F. Ustroistva zachitnogo otkluchenia, upravliymie differencialnum tokom. Pod Red. V. I. Mozirskogo, Praga, 2000, 90 p. (Perevod i izdanie OAT «Kievpromelectroproect»).

УДК 658.5.012.1

Василевский В. В.[1], Поляков М. А.[2]

[1]Аспирант, Запорожский национальный технический университет, Украина, E-mail: Lisses@ukr.net
[2]Канд. техн. наук, доцент, Запорожский национальный технический университет, Украина

ОПТИМИЗАЦИЯ ТЕХНОЛОГИЧЕСКОГО ПРОЦЕССА МОНТАЖА ЭЛЕКТРОРАДИОЭЛЕМЕНТОВ НА ОСНОВЕ ВЕРОЯТНОСТНЫХ И ТЕХНИКО-ЭКОНОМИЧЕСКИХ МОДЕЛЕЙ КОНТРОЛЬНЫХ ОПЕРАЦИЙ

Предложена модель вариантов технологического процесса в виде конечного направленного графа, позволяющая найти оптимальный процесс с учетом динамики распределений вероятностей дефектов в изделиях и связанных с этим приведенных стоимостных затрат. Применение предложенных моделей проиллюстрировано компьютерным расчетом оптимизации фрагмента технологического процесса изготовления платы преобразователя.

Ключевые слова: технологический процесс, технологическая операция, контрольная операция, граф, моделирование, приведенная себестоимость.

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

Среди целей оптимизации технологических процессов (ТП), таких как сокращение времени технологического цикла, повышение коэффициента загрузки оборудования и других актуальными являются вопросы снижения себестоимости изготовления во взаимосвязи с качеством продукции.

Традиционный подход к оптимизации ТП [1] сводится к его представлению в виде последовательности технологических операций (ТО), то есть операций, в ходе которых формируются потребительские свойства изделия. Каждая ТО характеризуется прямыми приведенными затратами на ее реализацию в расчете на одно изделие:

$$З_i = C_{Ti} + C_{oi} = t_i \cdot C'_{Ti} + E \cdot k_{Ti}, \quad (1)$$

где C_{Ti}, C_{oi} – стоимость труда и оборудования для i-ой ТО, соответственно; t_i – время выполнения i-ой ТО; C'_{Ti} – тарифная ставка; E – нормативный коэффициент окупаемости оборудования; k_{Ti} – удельные капитальные затраты для i-ой ТО.

Если имеются варианты реализации ТО, отличающиеся, например, по затратам k_{Ti} или времени t_i, то варианты ТП представим в виде направленного графа, вершины которого соответствуют этапам, а дуги – вариантам ТО ТП. Причем длина дуги характеризует затраты на операцию, а каждый вариант ТП, состоящий из k операций, представляет путь μ из начальной вершины в конечную с затратами:

$$З_\mu = \sum_{i=1}^{k} З_{i\mu}, \quad (2)$$

где $З_\mu$ – затраты $З_i$ для μ-го варианта ТП. Оптимальным называют такой ТП, которому соответствует путь μ^* с затратами:

$$З_{\mu^*} = \min З_\mu. \quad (3)$$

То есть задача оптимизации ТП сводится к нахождению кратчайшего пути в направленном графе вариантов ТП.

АНАЛИЗ РЕЗУЛЬТАТОВ ПРЕДЫДУЩИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Известен подход к оптимизации ТП [2], при котором в нем выделяются необязательные, как правило, контрольные операции (КО) и принимаются решения о включении этих операций в ТП только при наличии определенной вероятности дефектов в изделиях. Пример такого ТП – процесс монтажа электрорадиоэлементов (ЭРЭ) на печатную плату, включающий КО входного контроля ЭРЭ, качества пайки, правильности монтажа и функционирования. В качестве критерия оптимизации используется (3), при этом исключенные операции соответствуют дугам с $З_{i\mu} = 0$.

Данный подход не учитывает различий в качестве продукции, изготовленной по различным вариантам ТП, если на выходном контроле не гарантируется обнаружение всех дефектов, а также коррекцию качества изделий по результатам КО, модели которой описаны в [3].

Цель исследования – повышение качества оптимизации ТП за счет учета в критерии оптимизации переходов коррекции качества изделия в ходе КО и вероятных затрат на устранение производственных дефектов на последующих этапах производства или эксплуатации изделия.

ОСНОВНАЯ ЧАСТЬ

Для выбора оптимального ТП представим варианты ТП в виде направленного графа (рис. 1). Каждая вершина графа, за исключением конечной S_k, представляет

© Василевский В. В., Поляков М. А., 2013

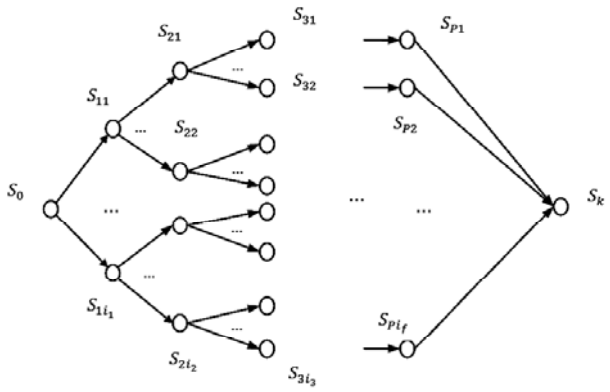


Рис. 1. Граф вариантов ТП

состояние ТП, то есть степень готовности изделия, распределение вероятностей количества l_m дефектов $Q_m^{\alpha}(l_m)$ m-го вида ($m=\overline{1,M}$) [3] в изделии, вероятность годности P_{Γ}^{α}, удельные затраты на $З_i^{\alpha}$ по данному ТП. Конечная вершина S_k представляет состояние в пределах жизненного цикла изделия, в котором обнаружены и устранены все производственные дефекты. Группа вершин с одинаковым рангом характеризует разные варианты ТП с одинаковой степенью готовности изделия, но различными распределениями $Q_m^{\alpha}(l_m)$ и затратами $З_i^{\alpha}$. Например, вершины первого ранга S_{11} и S_{1i_2} соответствуют степени готовности «входной контроль ЭРЭ проведен», но разными методами: внешним осмотром, автоматическим контролем электрических характеристик в широком диапазоне температур.

Вероятность годности P_{Γ}^{α} представляет долю изделий исходной совокупности, которые не были забракованы к данному этапу ТП. В результате браковки изделий операций на различных этапах ТП выполняются над различным числом объектов, что влияет на затраты $З_i^{\alpha}$. Для обеспечения сопоставимости затрат пересчитаем их к единице продукции, признанной годной: $\dfrac{З_i^{\alpha}}{P_{\Gamma}^{\alpha}}$.

Оценим влияние отдельной операции на состояние ТП. Для оценки степени влияния ТО и КО на качество изделия воспользуемся моделями этих операций, предложенными в [3]. Так для ТО инцидентной вершинам S_{α} и S_p графа вариантов ТП (рис. 1):

$$Q_m^{\beta}(l_m)=\sum_{l_m=0}^{l_m=L_m}(Q_m^{\alpha}(l_m^{'})\cdot U_{mi}(l_m-l_m^{'})),\ l_m=\overline{0,L_m}\ , \quad (4)$$

$$P_{\Gamma}^{\beta}=P_{\Gamma}^{\alpha}, \quad (5)$$

$$З^{\beta}=З^{\alpha}+З_i, \quad (6)$$

где U_{mi} – вероятность внесения в изделие в ходе i-ой ТО ровно l_m дефектов m-го вида; L_m – максимальное количество дефектов m-го вида в изделии. Формула (5) учитывает тот факт, что браковка изделия выполняется только в ходе КО. Для вершины S_0, $P_{\Gamma}^{\alpha}=1$. Затраты $З_i$ на реализацию ТО определим по формуле (1).

Для КО инцидентной вершинам S_{α} и S_{β} графа вариантов ТП (рис. 1):

$$Q_m^{\beta}(l_m)=\begin{cases} Q_m^{\alpha}(0)+(1-P_{нт})\sum\limits_{l_m=1}^{L_m}Q_m^{\alpha}(l_m),\ l_m=0 \\ \hline Q_m^{\alpha}(l_m)\cdot P_{нт},\ 0<l_m<L_m \end{cases}, \quad (7)$$

$$P_{\Gamma}^{\beta}=P_{\Gamma}^{\alpha}\cdot P_{\Gamma i}, \quad (8)$$

где $P_{нт}$ – вероятность необнаружения m-го в ходе КО; $P_{\Gamma i}$ – вероятность того, что изделия, поступившие на контроль, будут признаны годными (допущенными к следующей операции) в ходе i-ой КО.

Приведенные удельные затраты на реализацию КО определим по формуле:

$$З_i=З_{ik}+\sum_{m\in M_i}З_{Bm}\cdot L_{Bm}\cdot P_{Bi}+C_{Бi}\cdot Q_{Bi}, \quad (9)$$

где $З_{ik}$ – приведенные удельные затраты на контроль в ходе i-ой КО; L_{Bm} – количество дефектов m-го вида в изделии устраненных в ходе КО; $З_{Bm}$ – затраты на устранение одного дефекта m-го вида в изделии; P_{Bi} – вероятность попадания изделий, поступивших на i-ю КО в число восстановленных в ходе i-ой КО; $C_{Бi}$ – стоимость бракованного в ходе i-ой КО изделия; Q_{Bi} – вероятность попадания изделий, поступивших на i-ю КО в число бракованных; M_i – множество характеристик изделия контролируемых в ходе КО.

Последовательно применяя формулы (4)–(9) на пути μ_i из S_0 в S_{pf_i}, получим затраты $З_i^f$, распределения $Q_m^f(l_m), m=\overline{1,M}$ и вероятность P_{Γ}^f. На основании этих оценок найдем удельные приведенные затраты:

$$З_{\mu}=\frac{З_i^f}{P_{\Gamma}^f}+\sum_{m=1}^{M}C_{om}\cdot\sum_{l_m=1}^{L_m}Q_m^f(l_m)\cdot l_m, \quad (10)$$

где C_{om} – затраты на обнаружение и устранение одного производственного дефекта m-го вида на последующих этапах жизненного цикла. Оптимальный пути μ^* определим по критерию (3), сравнивая затраты $З_{\mu}$ для всех путей в графе вариантов ТП.

Потенциально граф вариантов ТП может иметь большое количество вершин ранга *f*. Реально имеется два – три варианта ТО, которые ранжированы по отношению качество/стоимость. Типичные варианты «дешево, но не качественно» и «качественно, но дорого». Для КО реаль-

ное количество вариантов два – четыре: отсутствие контроля, ручной контроль («дешево, но некачественно»), автоматический контроль («качественно, но дорого»).

Для автоматизации процедуры оптимизации ТП, описанная в [3], компьютерная программа оценки динамики распределений $Q_m(l_m)$ в ходе ТП, дополнена блоком определения затрат $З_\mu$ по предложенной методике. Для иллюстрации этой методики рассмотрим пример оптимизации фрагмента ТП монтажа элементов на плату преобразователя.

Данный ТП включает следующие основные операции: ТО1 – комплектация узла, содержащего плату и элементы; ТО2 – монтаж и пайка элементов на плату; КО1 – контроль правильности комплектующих; КО2 – контроль правильности электрических соединений платы. Применяется формализованный подход, при котором учитывается возможность перепроверки результатов КО с помощью дополнительных (корректирующих) операций в соответствии с методикой [3], и не учитывается степень автоматизации КО. При этом предполагается, что объем охвата контролем в каждом случае 100 %-ный. Учитывая такой подход, рассмотрим три возможных варианта ТП, которым соответствуют следующие пути: μ_1 – ТП без КО; μ_2 – ТП с КО после каждой ТП, но без перепроверки результатов контроля (без корректирующих операций); μ_3 – ТП с КО после каждой ТП с перепроверкой результатов каждой отдельной КО (с корректирующими операциями).

В качестве исходных данных для оценки затрат используются данные табл. 1, а также приведенные в табл. 2 результаты моделирования динамики распределений вероятностей дефектов и вероятностные характеристики ТП, полученные с помощью аналитических выражений [3].

Результаты расчета средних приведенных затрат на проведение ТП по разным путям представлены в табл. 3, где $C_б$ – стоимость бракованных изделий, $P_{скр}$ – вероятность наличия скрытых дефектов.

Таблица 1. Исходные данные для оптимизации ТП изготовления платы преобразователя по экономическому критерию

Тип операции	t_i, ч	C'_{Ti}, грн	E, год	k_{Ti}, грн	$З_{Bm}$, грн	$C_Б$, грн
ТО1	0,5	10	0,17	0	–	-
ТО2	0,7	15	0,17	0,3	–	-
КО1 без перепроверки результатов	0,5	10	0,17	0,16	5	50
КО2 без перепроверки результатов	0,5	20	0,17	0,16	10	300
КО1 с перепроверкой результатов	0,8	10	0,17	1	5	50
КО2 с перепроверкой результатов	0,8	20	0,17	1	10	300

Таблица 2. Результаты моделирования вероятностных характеристик ТП

Тип операции	Q_{Bi}	P_{Bi}	L_{Bm}, шт	$P_Г$
ТО1	–	–	–	1
ТО2	–	–	–	1
КО1 без перепроверки результатов	0,0088	0,026	0,1	0,85
КО2 без перепроверки результатов	0,01	0,0028	0,1	0,82
КО1 с перепроверкой результатов	0,0053	0,0275	0,3	0,972
КО2 с перепроверкой результатов	0,0007	0,0031	0,2	0,99

Таблица 3. Результаты моделирования ТП

Вариант ТП	Себестоимость ТО1, грн.	Себестоимость КО1, грн.	Себестоимость ТО2, грн.	Себестоимость КО2, грн.	$C_б$	Затраты на ТП, грн.	$P_Г^0$	$P_Г^k$	$P_{скр}$
μ_1	5	–	11,01	–	160	176,01	1	1	0,39
μ_2	5	5,45	11,01	40,03	30,44	61,5	1	0,67	0,1
μ_3	5	8,32	11,01	16,38	0,48	40,71	1	0,96	0,04

Из полученных результатов видно, что оптимальным по критерию l_0 является путь μ_3, а экономия на контрольных операциях по путям μ_1 и μ_2 полностью нивелируется затратами на устранение брака, гарантийное обслуживание и возвраты бракованных изделий. Наименьшие затраты по данному пути достигаются благодаря проведению КО и корректирующих операций в соответствии с методикой [2].

ВЫВОДЫ

1. С использованием предложенных ранее [3] авторами вероятностных моделей КО и ТО получены технико-экономические модели этих операций.

2. Предложена модель вариантов ТП в виде конечного направленного графа, позволяющая найти оптимальный ТП с учетом динамики распределений вероятностей дефектов в изделиях в ходе ТП и связанных с этим приведенных стоимостных затрат.

3. Применение предложенных моделей проиллюстрировано компьютерным расчетом оптимизации фрагмента ТП изготовления платы преобразователя.

Дальнейшие исследования направлены на определение границ оптимальности выбранного варианта ТП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Гаскаров, Д. В.* Оптимизация технологических процессов в производстве электронных приборов / Д. В. Гаскаров. – М. : Высш. шк., 1986. – 191 с.
2. *Бобало, Ю. Я.* Керування процесами формування та контролю заданих властивостей у виробництві електронних пристроїв / Ю. Я. Бобало, Л. А. Недоступ, М. Д. Кіселичник // Вісник Львівського політехнічного інституту. – 2009. – № 2. – С. 7–11.
3. *Поляков, М. А.* Моделирование динамики распределений дефектов в изделиях в ходе технологического процесса / М. А. Поляков, В. В. Василевский // Системные технологии. – 2013. – № 4 (87). – С. 73–81.

Стаття надійшла до редакції 19.06.2013.

Василевський В. В.[1], Поляков М. О.[2]
[1]Аспірант, Запорізький національний технічний університет, Україна
[2]Канд. техн. наук, доцент, Запорізький національний технічний університет, Україна

ОПТИМІЗАЦІЯ ТЕХНОЛОГІЧНОГО ПРОЦЕСУ МОНТАЖУ ЕЛЕКТРОРАДІОЕЛЕМЕНТІВ НА ОСНОВІ ІМОВІРНІСНИХ ТА ТЕХНІКО-ЕКОНОМІЧНИХ МОДЕЛЕЙ КОНТРОЛЬНИХ ОПЕРАЦІЙ

Запропонована модель варіантів технологічного процесу у вигляді кінцево направленого графу, що дозволяє знайти оптимальний процес з урахуванням динаміки розподілу ймовірностей дефектів у виробах і пов'язаних з цим приведених вартісних затрат. Застосування запропонованих моделей проілюстровано комп'ютерним розрахунком оптимізації фрагменту технологічного процесу виготовлення плати перетворювача.

Ключові слова: технологічний процес, технологічна операція, контрольна операція, граф, моделювання, приведена собівартість.

Vasilevskij V. V.[1], Polyakov M. A.[2]
[1]Graduate student, Zaporizhian National Technical University, Ukraine
[2]Associate Professor, Ph.D., Zaporizhian National Technical University, Ukraine

OPTIMIZATION OF TECHNOLOGICAL PROCESS FOR RADIO COMPONENTS INSTALLATION BASED ON PROBABILISTIC AND TECHNICAL-ECONOMICAL MODELS CONTROL OPERATIONS

The existing approach to the optimization of the technological processes does not adequately account for differences in quality of products, manufactured by different embodiments of technological process, if output control is not guaranteed to detect all defects. Also not taken into account correction of products quality, which is based on results of control operations. The purpose of research is improving quality of technological processes optimization based on accounting for correction of quality during control operations and probabilistic costs for eliminating defects on the following stages of manufacturing.

To achieve this purpose we proposed a model of different variants of technological process as a course directed graph. This model allows finding optimal technological process with taking into account dynamics of defects distributions during of technological process and adjusted costs.

For illustration of proposed model we calculated the fragment of converter's board manufacturing process.

Keywords: technological process, technological operation, control operation, graph, modeling, reduced cost.

REFERENCES

1. Gaskarov D. V. Optimizaciya texnologicheskix processov v proizvodstve e'lektronnix priborov. Moscow, Vy'ssh. shk., 1986, 191 p.
2. Bobalo Yu. Ya., Nedostup L. A., Kiselychnyk M. D. Keruvannia protsessamy formuvannia ta kontroliu zadanykh vlastyvostei u vyrobnytstvi elektonnykh prystroiv, *Visnyk Lvivskogo politekhnichnogo instytutu,* 2009, No. 2, pp. 7–11.
3. Polyakov M. A., Vasilevskij V. V. Modelirovanie dinamiki raspredelenij defektov v izdeliyax v xode texnologicheskogo processa, *Sistemny'e texnologii,* 2013, No. 4 (87), pp. 73–81.

УДК 621.372.852.1

Мищенко М. В.[1],Фарафонов А. Ю.[2], Коваленко Д. А.[3], Сицилицин Ю. А.[4]

[1]Ассистент, Запорожский национальный технический университет, Украина, E-mail: marina.mischenko@gmail.com
[2]Канд. тех. наук, доцент, Запорожский национальный технический университет, Украина
[3]Канд. тех. наук, ст. преподаватель, Запорожский национальный технический университет, Украина
[4]Ст. преподаватель, Мелитопольский институт экологии и социальных технологий, Украина

МЕТОД СИНТЕЗА ДОПУСКОВЫХ ОТКЛОНЕНИЙ НА ГЕОМЕТРИЧЕСКИЕ ПАРАМЕТРЫ МИКРОПОЛОСКОВЫХ УСТРОЙСТВ

В представленной работе разработан метод синтеза допусковых отклонений на геометрические параметры микрополосковых устройств. Метод включает в себя: методику расчета схемы микрополосковых линий, основанную на использовании квазидинамических приближений и квазистатического анализа неоднородностей топологии; синтез допусковых отклонений, использующий интервальные модели; оптимизацию допусковых отклонений путем введения весовых коэффициентов; анализ допусков, обусловленных технологическими ограничениями. Приведен пример использования разработанного метода.

Ключевые слова: допусковые отклонения, топологические неоднородности, квазидинамическое приближение, фильтр.

ВВЕДЕНИЕ

В настоящее время техника СВЧ развивается в направлении уменьшения размеров конструкции. Это влечет за собой необходимость решения задачи обеспечения точности изготовления устройств, конструктивные параметры которых зависят от технологических ограничений и свойств применяемых материалов [1].

Усовершенствование технологических процессов и появление новых материалов способствуют увеличению разнообразия конструктивного исполнения СВЧ-устройств на микрополосковых линиях. Современные САПР СВЧ, такие как HFSS, FEKO и др., дают возможность моделировать и оптимизировать топологию полоковых устройств с целью получения требуемой выходной характеристики [2]. Поскольку разрешающая способность технологических процессов еще далека от совершенства [3], возникает необходимость синтеза допусков на геометрические параметры устройств [4], а, следовательно, использования точных математических моделей, учитывающих влияние всех элементов топологии для описания устройств СВЧ на микрополосковых линий (МПЛ) [5].

Целью работы является усовершенствование моделей описания микрополосковых устройств, позволяющих синтезировать допусковые отклонения на параметры этих устройств; анализ влияния особенностей технологических этапов производства на допусковые отклонения параметров с помощью интервальных методов назначения допусков.

МЕТОДИКА РАСЧЕТА СХЕМ НА МНОГОСВЯЗАННЫХ МПЛ С ПРИМЕНЕНИЕМ КВАЗИДИНАМИЧЕСКОГО ПРИБЛИЖЕНИЯ И КВАЗИСТАТИЧЕСКОГО УЧЕТА ТОПОЛОГИЧЕСКИХ НЕОДНОРОДНОСТЕЙ

В качестве примера, иллюстрирующего применение предлагаемой методики моделирования МПЛ, адаптированной к синтезу допусковых отклонений, рассмотрим топологию шпилечного фильтра.

Как видно из рис. 1, топология фильтра имеет достаточно сложную конфигурацию. По этой причине предлагается использовать метод декомпозиции и «разделить» топологию фильтра на базовые элементы (БЭ), включающие в себя области связанных и одиночных линий [7], рис. 2.

Для участков связанных и одиночных линий в работе [8] изложена методика квазидинамического моделирования МПЛ. Согласно этой методике матрица рассеяния отрезка связанных линий рассчитывается с использованием соотношений:

$$S1_{11}=S_{11}+S_{12}\cdot D^{-1}\cdot T(l)\cdot S_{22}\cdot T(l)\cdot S_{21}, \qquad (1)$$

$$S1_{12}=S_{12}\cdot D^{-1}\cdot T(l)\cdot S_{21};\ S1_{22}=S1_{11};\ S1_{21}=S1_{12},$$

где $D=E-T(l)\cdot S_{22}\cdot T(l)\cdot S_{22}$; $T(l)=V\cdot\Theta(l)\cdot V^{-1}$; $\Theta(l)=\mathrm{diag}(e^{-jkl})$; V – собственный вектор матрицы $C0^{-1}\cdot C$; C, $C0$ – матрицы взаимных и собственных погонных емкостей с учетом и без учета диэлектрического заполнения линии, соответственно; k – постоянная распространения; l – длина участка связанных МПЛ.

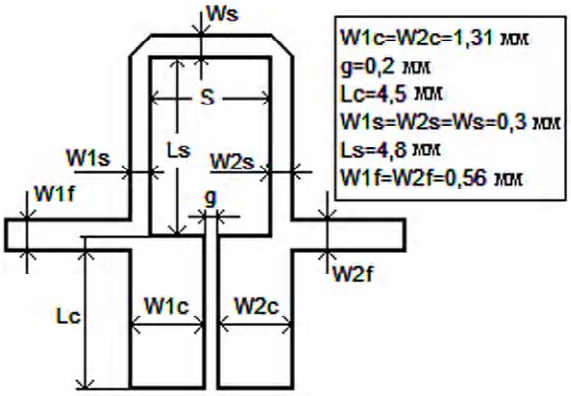
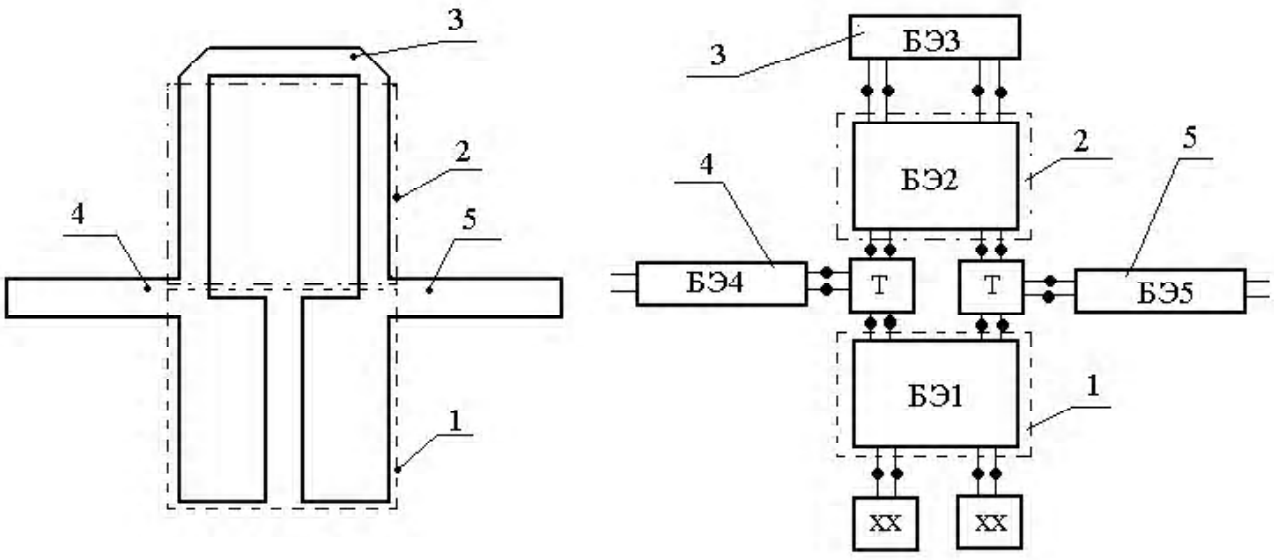


Рис. 1. ФНЧ на одиночном шпилечном резонаторе

© Мищенко М. В.,Фарафонов А. Ю., Коваленко Д. А., Сицилицин Ю. А., 2013



а) *б)*

Рис. 2. Модель шпилечного ФНЧ: а) топология шпилечного ФНЧ; б) объединение БЭ; 1, 2 – области связанных линий; 3, 4, 5 – области одиночных МПЛ, включающие неоднородности топологии; ХХ и Т – матрицы холостого хода и Т-пересечения, соответственно

Матрица соединения одиночных линий или нагрузок с n-проводной связанной линией расчитывается с помощью соотношений [8]:

$$S=\begin{bmatrix}(E+R\cdot Y)^{-1}\cdot(E-R\cdot Y) & (E+R\cdot Y)^{-1}\cdot 2\cdot R\cdot Y\\ 2(E+R\cdot Y)^{-1} & (E+R\cdot Y)^{-1}\cdot(E-R\cdot Y)\end{bmatrix}, \quad (2)$$

где E – единичная матрица; R – матрица волновых сопротивлений одиночных линий (на рис. 2, *а* изображены как области 3, 4, 5); $Y=c\cdot C0\cdot V\cdot\sqrt{\varepsilon_{\text{еф}}(\omega)}\cdot V^{-1}$ – матрица волновых проводимостей связанных линий; c = $3\cdot10^8$ м/с; $\varepsilon_{\text{еф}}(\omega)$ – диагональная матрица эффективних диэлектрических проницаемостей, полученных с помощью соотношений, представленных ниже.

Эффективная диэлектрическая проницаемость в квазидинамическом приближении $\varepsilon_{\text{еф}}(\omega)$ описывается выражениями [9]:

– если алгебраическая сумма токов линий не равна нулю ($I_\Sigma=\sum_{k=1}^{n}I_{k_i}\neq0$), то

$$\varepsilon_{\text{еф}_i}(\omega)=\frac{2\,\varepsilon_{\text{еф}_i}(0)\left(1+(k_0h)^2\dfrac{I_\Sigma}{2\,V_{0_i}}\varepsilon_r\right)}{1+(k_0h)^2\dfrac{I_\Sigma\varepsilon_{\text{еф}_i}(0)(1+\varepsilon_r)}{2\,V_{0_i}\varepsilon_r}+D}, \quad (3)$$

где

– если алгебраическая сумма токов линий равна нулю ($I_\Sigma=\sum_{k=1}^{n}I_{k_i}=0$), то

$$\varepsilon_{\text{еф}_i}(\omega)=\frac{2\,\varepsilon_{\text{еф}_i}(0)\left[1+(k_0h)^4\,\varepsilon_r^2T_i/V_{0_i}\right]}{1-\varepsilon_{\text{еф}_i}(0)/\varepsilon_r^2+2\,(k_0h)^4\,\varepsilon_{\text{еф}_i}(0)\,\varepsilon_rT_i/V_{0_i}+D}, \quad (4)$$

где

$$D=\sqrt{\left(\frac{1+\varepsilon_r}{\varepsilon_r^2}\right)^2+4\,(k_0h)^4(1+\varepsilon_r)\left(1-\frac{\varepsilon_{\text{еф}}(0)}{\varepsilon_r}\right)\frac{\varepsilon_{\text{еф}}(0)\,\eta}{V_0}};$$

ε_r – диэлектрическая проницаемость материала подложки толщиной h; $\varepsilon_{\text{еф}}(0)$ – квазистатическая оценка эффективной проницаемости на нулевой частоте; k_0 – волновое число свободного пространства; T, V_0, η – функции, которые связывают геометрические параметры МПЛ [9].

Топологические неоднородности учитываются путем внесения в схему дополнительных емкостей. Методика расчета емкостей неоднородностей, позволяющая анализировать топологию устройства в целом, приведена в [10].

Для расчета этих емкостей используется интегральное уравнение:

$$\varphi(r_p)=\int_{S_n}G(r_p,r_q)\cdot\sigma(r_q)ds_q\ , \quad (6)$$

$$D=\sqrt{1+4(k_0h)^4\left(\frac{1-\varepsilon_r}{\varepsilon_r}\right)^2\left(\frac{\varepsilon_{\text{еф}}(0)}{V_0}\right)^2+4\frac{(k_0h)^2}{\varepsilon_r}\left(1+\varepsilon_r-2\frac{\varepsilon_{\text{еф}}(0)}{\varepsilon_r}\right)\frac{\varepsilon_{\text{еф}}(0)}{V_0}};$$

где $\sigma(r_q)$ – распределение плотности заряда на поверхности S_n проводников с заданным значением потенциала; $G(r_p, r_q)$ – функция Грина краевой задачи.

Эквивалентная емкость неоднородности рассчитывается по соотношению [10]:

$$C_i = \frac{1}{\varphi_i} \sum_{n=1}^{Nx} \sum_{m=1}^{My} (\sigma_{nm} - \sigma_{0nm})\, s_{nm}\,, \qquad (7)$$

где φ_i – потенциал i-ой полоски; Nx, My – количество участков, на которые поделены полоски вдоль и поперек, соответственно; S_{nm} – площадь nm-ого участка; σ_{nm} – поверхностный заряд в центре nm-ого участка; σ_{0nm} – поверхностный заряд в центре nm-ого участка, равноудаленного от концов полоски.

Матрица рассеяния участка одиночной линии, в которую включена емкость неоднородностей, в общем виде имеет вид:

$$S = \begin{bmatrix} \dfrac{-1}{1+2\cdot jXc/R} & \dfrac{2}{2+R/jXc} \\ \dfrac{2}{2+R/jXc} & \dfrac{1}{1+2\cdot jXc/R} \end{bmatrix}, \qquad (8)$$

где X_C=–1/(2·π·f·C_H); C_H – емкость топологических неоднородностей, рассчитанных при моделировании всей топологии МПЛ [10]; R – сопротивление одиночной линии в квазидинамическом приближении [9].

Далее проводится рекомпозиция БЭ [7], вследствие чего получаем значение выходной функции фильтра в квазидинамическом приближении с учетом влияния топологических неоднородностей. На рис. 3 представлены результаты моделирования шпилечного фильтра с учетом и без учета влияния топологических неоднородностей, а также результаты, полученные с помощью HFSS.

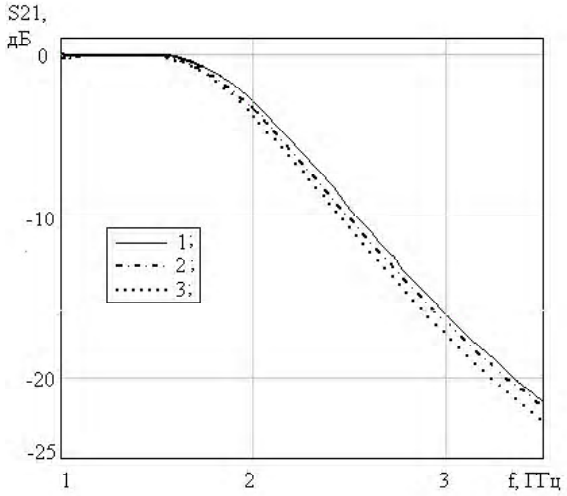


Рис. 3. Выходная характеристика шпилечного однозвенного ФНЧ:
1 – результат моделирования в HFSS; 2 – расчет с учетом влияния топологических неоднородностей; 3 – расчет без учета влияния топологических неоднородностей

Из рис. 3 следует, что точность предложенной методики достаточно высока. Это означает, что применение методики расчета схем на многосвязанных МПЛ в квазидинамическом приближении с учетом влияния топологических неоднородностей даст возможность более точно синтезировать допусковые отклонения на параметры МПЛ.

ИССЛЕДОВАНИЕ ДОПУСКОВЫХ ОТКЛОНЕНИЙ ЭЛЕМЕНТОВ КОНСТРУКЦИИ

Для синтеза допусковых отклонений на геометрические параметры МПЛ используются интервальные модели, которые учитывают зависимость выходной характеристики фильтра от параметров конструкции, взаимную компенсацию отклонений и имеют достаточную точность [11].

Для создания упрощенных линейных интервальных моделей используется метод касательных, который дает возможность получать точные значения выходной характеристики на границах допусков входных параметров. Однако метод накладывает дополнительные ограничения на функцию. Функция должна быть гладкой и не иметь точек, в которых частные производные равны нулю. В противном случае можно использовать внутреннюю интерполяцию, которая описывается выражением [11]:

$$y_r = a_{r0} + \sum_{\substack{i=1 \\ a_{ri}>0}}^{n} \underline{a}_{ri}\, x_i + \sum_{\substack{i=1 \\ a_{ri}<0}}^{n} \mathrm{dual}\left(\underline{a}_{ri}\, x_i \right), \qquad (9)$$

где i – число параметров; $\underline{a}_{ri}$=[$\underline{a}_{ri_H}$; $\underline{a}_{ri_B}$] – коммутационные интервальные коэффициенты; $\overline{x}_i$ – интервал изменения входного параметра при расчете допусков от номинального до граничного значения; dual – оператор преобразования обратных арифметических операций над интервалами в прямые; $\underline{a}_{ri}$ – передаточные коэффициенты упрощенной функции.

Исследование допусковых отклонений выполнено на примере микрополоскового шпилечного ФНЧ, рис. 1, реализованного на подложке RT/Duroid 6010.2 толщиной h = 0,635 мм с относительной диэлектрической проницаемостью ε_r = 10,2, представленного в работе [6].

Применение метода декомпозиции и квазидинамического приближения для расчета выходной характеристики шпилечного ФНЧ дает возможность синтезировать допусковые ограничения на все конструктивные параметры фильтра, включая подводящие линии.

Для определения коэффициентов интервальной модели и допустимых отклонений параметров конструкции фильтра, допустимое отклонение выходной функции было принятым δ_a = ±11 %. Частота среза анализируемого фильтра f_C = 2 ГГц [6].

Отклонения параметров фильтра, полученных при моделировании выходных характеристик без учета и с учетом топологических неоднородностей, представлены в табл. 1 и табл. 2, соответственно.

Анализ значений интервальных коэффициентов ($\underline{a}_{ri_H}$, $\underline{a}_{ri_B}$) показывает, что практически все параметры кри-

Таблица 1. Отклонения параметров фильтра без учета значений емкостей топологических неоднородностей

Параметр	Знач. пар-ров, мм	$\underline{a}_{ri_H}$	$\underline{a}_{ri_B}$	P	ϖ_H, мкм	ϖ_B, мкм
W1c, W2c	1,31	2926	1145	0,267	6,7405	17,224
g	0,2	–10928	–10788	1	6,7405	6,8283
Lc	4,5	2591	2633	0,241	6,8506	6,7405
W1s, W2s	0,3	–3383	–10852	0,993	21,620	6,7405
S	2,22	343,43	337,03	0,031	6,7405	6,8684
Lc	4,85	2760	2753	0,252	6,7405	6,7574
Ws	0,3	1815	1811	0,166	6,7405	6,7588
W1f, W2f	0,56	2514	2513	0,208	6,7405	6,7439
ε_r	10,2 ед.	1,2496	1,2654	–	0,025 ед.	0,024 ед.
h	0,635	–3106	–2986	–	10,074	10,478

Таблица 2. Отклонения параметров фильтра с учетом значений емкостей топологических неоднородностей

Параметр	Знач. пар-ров, мм	$\underline{a}_{ri_H}$	$\underline{a}_{ri_B}$	P	ϖ_H, мкм	ϖ_B, мкм
W1c, W2c	1,31	2841	1108	0,268	6,5934	16,9020
g	0,2	–10598	–10461	1	6,5934	6,679
Lc	4,5	2513	2556	0,241	6,7057	6,5934
W1s, W2s	0,3	–3411	–10586	0,998	20,4634	6,5934
S	2,22	338,23	331,95	0,032	6,5934	6,7181
Lc	4,85	2701	2696	0,254	6,5934	6,6051
Ws	0,3	1778	1773	0,167	6,5934	6,6109
W1f, W2f	0,56	2476	2475	0,214	6,5934	6,59611
ε_r	10,2 ед.	1,1968	1,2126	–	0,024 ед.	0,024 ед.
h	0,635	–2948	–2833	–	10,121	10,531

тичны к допускам, поэтому для расчета значений отклонений параметров (ϖ_H и ϖ_B), табл. 1 и табл. 2, были использованы весовые коэффициенты P, что позволило расширить поле допуска [12].

Из анализа табл. 1 и табл. 2 следует, что учет влияния топологических неоднородностей при расчете затухания шпилечного фильтра, рис. 1 приводит к более строгим значениям допусковых отклонений на геометрические параметры фильтра; при этом отклонение выходной функции составило +10,93 % и –8,56 %, а без учета влияния топологических неоднородностей эти отклонения составили +11,21 % и –9,32 %, соответственно. Как видно из результатов, отклонение выходной функции вышло за пределы допустимого отклонения δ_a, в случае когда затухание фильтра рассчитывалось без учета топологических неоднородностей; и оказалось в пределах допустимого отклонения , в случае когда затухание фильтра рассчитывалось с учетом топологических неоднородностей.

Ширина допусковых отклонений может быть расширена, если учесть взаимное влияние допусков, что связано с особенностью микроэлектронной технологии, при которой все участки изготавливаются в едином технологическом цикле. Тогда интервальная модель может быть сформирована для меньшего числа параметров. Будем считать, что параметры всех участков фильтра изменяются на одинаковую величину:

$$\Delta = \delta_a / N, \qquad (10)$$

где N – число анализируемых параметров фильтра.

Отклонения параметров фильтра с учетом взаимного влияния допусков, полученных при моделировании выходных характеристик без учета и с учетом топологических неоднородностей, представлены в табл. 3, табл. 4, соответственно.

Из анализа табл. 3 и табл. 4 следует, что, как и в табл. 1 и табл. 2, учет влияния топологических неоднородностей при расчете затухания шпилечного фильтра, рис. 1, были получены более строгие значения допусковых отклонений на геометрические параметры фильтра; при этом отклонение выходной функции составило +9,89 % и – 8,2 %, а без учета влияния топологических неоднородностей эти отклонения составили +11,76 % и –8,55 %, соответственно. Из этого следует, что, как и в случае синтеза взаимонезависимых допусковых отклонений, при вычислении взаимозависимых допусков отклонение выходной функции вышло за пределы допустимого отклонения δ_a, в случае когда затухание фильтра рассчитывалось без учета топологических неоднородностей; и оказалось в пределах допустимого отклонения δ_a, в случае когда затухание фильтра рассчитывалось с учетом топологических неоднородностей.

Качество изготовления устройств на МПЛ зависит от разрешающей способности технологического процесса. Поэтому возникает необходимоть проведения анализа допусковых отклонений на геометрические параметры МПЛ с целью выяснения возможности изготовления СВЧ-устройства с обеспечением заданных параметров.

Таблица 3. Отклонения параметров фильтра с учетом взаимного влияния допусков без учета значений емкостей топологических неоднородностей

Параметр	Знач. пар-ров, мм	$\underline{a}_{ri_H}$	$\underline{a}_{ri_B}$	P	ϖ_H, мкм	ϖ_B, мкм
W1c, W2c	1,31	8289	9437	0,857	7,56611	6,6457
Lc	4,5	1228	1239	0,112	6,7068	6,6457
W1s, W2s	0,3	–3608	–11005	1	20,2688	6,6457
Ws	0,3	1816	1810	0,165	6,6457	6,6691
W1f, W2f	0,56	2514	2513	0,228	6,6457	6,6500
ε_r	10,2 ед.	1,248	1,268	–	0,032 ед.	0,032 ед.
h	0,635	–3124	–2969	–	13,0194	13,7021

Таблица 4. Отклонения параметров фильтра с учетом взаимного влияния допусков и значений емкостей топологических неоднородностей

Параметр	Знач. пар-ров, мм	$\underline{a}_{ri_H}$	$\underline{a}_{ri_B}$	P	ϖ_H, мкм	ϖ_B, мкм
W1c, W2c	1,31	7837	8598	0,817	7,1223	6,4915
Lc	4,5	1139	1150	0,109	6,5551	6,4915
W1s, W2s	0,3	–3632	–10523	1	18,8061	6,4915
Ws	0,3	1744	1738	0,165	6,4915	6,5135
W1f, W2f	0,56	2448	2447	0,232	6,4915	6,4943
ε_r	10,2 ед.	1,1513	1,1716	–	0,032 ед.	0,032 ед.
h	0,635	– 2420	– 2284	–	15,4361	16,3532

Основными технологическими этапами изготовления микрополосковых устройств СВЧ являются создание фотошаблона, литография и травление [13]. Для отечественного производства характерно [3]:

– создание эмульсионных пленочных фотошаблонов с точностью 30 мкм;

– проекционная фотолитография с разрешающей способностью 2,5 мкм;

– величина подтрава $H = t \cdot \cos(45^0)$ мкм, где t – толщина металлизации.

В этом случае интервальная модель может быть сформирована для меньшего числа параметров, а отклонение для них формируется следующим образом:

$$\begin{aligned} \underline{\Delta} &= \underline{\Delta}_{ФШ} + \Delta_T; \\ \overline{\Delta} &= \overline{\Delta}_{ФШ} + \Delta_{ФЛ}, \end{aligned} \qquad (11)$$

где $\underline{\Delta}, \overline{\Delta}$ – граничные значения отклонений параметров нижнее и верхнее, соответственно; $\underline{\Delta}_{ФШ}, \overline{\Delta}_{ФШ}$ – граничные отклонения параметров, обусловленные точностью создания фотошаблона; $\Delta_{ФЛ}$ – граничные отклонения параметров, обусловленные разрешающей способностью процесса фотолитографии; Δ_T – граничные отклонения параметров, обусловленные величиной подтрава.

А отклонения параметров диэлектрической подложки RT/Duroid 6010.2 регламентируются компанией-производителем Rogers Corporation. Согласно [14] величина диэлектрической проницаемости подложки RT/Duroid 6010.2 равна ε_r = 10,2 ± 0,25, толщина подложки $h = (0{,}635 \pm 0{,}0254)$ мм.

Отклонения параметров топологии фильтра представлены в табл. 5.

Таблица 5. Отклонения параметров фильтра, вызванные технологическими ограничениями

Параметр	Величина парамотров	Отклонение параметров	
	x, мм	ϖ_H, мкм	ϖ_B, мкм
W1c,W2c	1,31	20,998	5,502
Lc	4,5	20,925	5,490
W1s,W2s	0,3	21	5,499
Ws	0,3	21	5,499
W1f,W2f	0,56	21	5,499
ε_r	10,2 *ед.*	0,25 *ед.*	0,25 *ед.*
h	0,635	25,4	25,4

Пользуясь данными табл. 5, было рассчитано затухание анализируемого фильтра и выявлено, что при учете влияния топологических неоднородностей отклонение выходной функции составило +8 % и –25 %; а без учета влияния топологических неоднородностей – +16 % и –21 %. Из этого следует, что применение методики моделирования МПЛ с учетом влияния топологических неоднородностей позволяет более точно оценить возможность изготовления микрополоскового устройства СВЧ с применением конкретной технологии.

ВЫВОДЫ

Применение метода декомпозиции и казидинамического приближения при моделировании микрополоскового шпилечного ФНЧ с учетом топологических неоднородностей (ТН) приводит к увеличению точности расчетов выходных характеристик устройства, а также

дает возможность учитывать влияние всех элементов топологии микрополосковых линий. Это, в свою очередь, увеличивает точность назначения допусков. Сравнение расчетных значений уровня затухания на частоте среза с результатами электромагнитного анализа в HFSS показало, что расчет затухания с учетом влияния топологических неоднородностей на 7 % точнее, чем расчет без учета влияния ТН; при этом были получены более строгие значения допусковых отклонений на геометрические параметры фильтра.

При исследовании взаимонезависимых и взаимозависимых допусков было выявлено, что при расчете затухания шпилечного фильтра, рис. 1, без учета влияния топологических неоднородностей формируется неадекватная модель синтеза допусков, поскольку, в этом случае, значение отклонения выходной функции превысило значение допустимого отклонения δ_a. Учет влияния топологических неоднородностей при расчете затухания анализируемого устройства позволил сформировать модель синтеза допусков, при которой отклонение выходной функции не превысило значение δ_a.

Из этого следует, что использование методики расчета выходных функций МПЛ с учетом влияния топологических неоднородностей дает возможность более точно синтезировать допусковые ограничения и оценить степень отклонения выходной функции.

Анализ микроэлектронной технологии позволил выявить основные технологические этапы изготовления микрополосковых устройств СВЧ и выявить их ограничения. Вследствие этого была сформирована интервальная модель с учетом взаимного влияния допусков. Также, как и в первом случае, более строгие допусковые ограничения на параметры фильтра были получены при анализе выходной функции фильтра, рассчитанной с учетом влияния топологических неоднородностей. К тому же анализ взаимозависимых допусков показал, что применение методики расчета выходной функции фильтра с учетом влияния топологических неоднородностей позволяет не только синтезировать более строгие допусковые ограничения, но и оценить возможность изготовления анализируемого устройства на конкретном предприятии.

Направление дальнейших исследований связано с определением допусковых ограничений на параметры МПЛ СВЧ устройств с учетом взаимного влияния допусков элементов конструкции.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Воробьев, Е. А.* Расчет производственных допусков устройств СВЧ / Е. А. Воробьев. – Л. : Судостроение, 1980. – 148 с.
2. ANSYS HFSS [Електронний ресурс]. – Електр. дан. – Режим доступу: www.ansys.com/Products. – Заголовок з екрану.
3. *Климачев, И. И.* СВЧ ГИС. Основы технологии и конструирования / И. И. Климачев, В. А. Иовдальский. – М. : Техносфера, 2006. – 306 с.
4. *Ковалева, И. С.* Конструирование и расчет полосковых устройств / И. С Ковалева. – М. : Сов. радио, 1974. – 295 с.
4. *Крищук, В.* Оптимізація допусків мікросмужкових фільтрів / В. Крищук, О. Фарафонов, Г. Шило, М. Гапоненко // Комп'ютерні системи проектування. Теорія і практика. – 2003. – № 470. – С. 173–178.
5. *Lung-Hwa, Hsieh* Compact elliptic-function Low-Pass Filters using microstrip stepped-impedance hairpin resonators / Lung-Hwa Hsieh, Kai Chang // IEEE Trans. MTT-2003. – No. 1. – P.193–199.
6. *Силаев, М. А.* Приложение матриц и графов к анализу СВЧ устройств / М. А. Силаев, С. Ф. Брянцев. – М. : Сов. радио, 1970. – 320 с.
7. *Карпуков, Л. М.* Квазидинамическое моделирование многопроводных связанных микрополосковых линий / Л. М. Карпуков, Р. Д. Пулов, В. О. Рыбин // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2006. – № 2. – С. 28–32.
8. *Карпуков, Л. М.* Аналітичний розрахунок дисперсії у багатопровідних мікросмужкових лініях на основі квазідинамічного наближення / Л. М. Карпуков, С. Н. Романенко, Р. Д. Пулов // Радіоелектроніка та телекомунікації. – 2002.– № 440. – С. 212–218.
9. *Міщенко, М. В.* Моделювання багатопровідних зв'язаних мікросмужкових ліній у квазідинамічному наближенні з урахуванням неоднорідностей топології / М. В. Міщенко, О. Ю. Фарафонов, Ю. О. Сіциліцин, В. М. Крищук, С. М. Романенко // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2013. – № 1. – С. 46–50.
10. *Шило, Г. М.* Формування інтервальних моделей для обчислення допусків / Г. М. Шило // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2002. – № 1. – С. 90–95.
11. *Крищук, В. Н.* Исследование допусковых ограничений в конструкциях микрополосковых фильтров с учетом вида аппроксимации АЧХ / В. Н. Крищук, Л. М. Карпуков, М. В. Заскоцкая, А. Ю. Фарафонов // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2006. – № 2. – С. 20–26.
12. *Черняев, В. Н.* Технология производства интегральных микросхем и микропроцессоров / В. Н. Черняев. – М. : Радио и связь, 1987. – 464 с.
13. Rogers Corporetion [Електронний ресурс]. – Електр. дан. – Режим доступу: www.rogerscorp.com. – Заголовок з екрану.

Стаття надійшла до редакції 22.08.2013.

Міщенко М. В.[1], Фарафонов О. Ю.[2], Коваленко Д. А.[3], Сіциліцин Ю. О.[4]

[1]Ассистент, Запорізький національний технічний університет, Україна, E-mail: marina.mischenko@gmail.com

[2]Канд. тех. наук, доцент, Запорізький національний технічний університет, Україна

[3]Канд. тех. наук, ст. викладач, Запорізький національный технічний університет, Україна

[4]Ст. викладач, Мелітопольський інститут екології та соціальних технологій, Україна

МЕТОД СИНТЕЗУ ДОПУСКОВИХ ВІДХИЛЕНЬ НА ГЕОМЕТРИЧНІ ПАРАМЕТРИ МІКРОСМУЖКОВИХ ПРИСТРОЇВ

В представленій роботі розроблено метод синтезу допускових відхилень на геометричні параметри мікросмужкових пристроїв. Цей метод включає в себе методику розрахунку схеми мікросмужкових ліній, яка основана на використанні квазідина-

мічних наближень та квазістатичного аналізу неоднорідностей топології; синтезу допускових відхилень, що використовує інтервальні моделі; оптимізацію допускових шляхом введення вагових коефіцієнтів; а також аналіз допусків, обумовлених технологічними обмеженнями. Наведено приклад використання методу, що розроблено.

Ключові слова: допускові відхилення, топологічні неоднорідності, квазідинамічне наближення, фільтр.

Mishchenko M. V.[1], Farafonov A. Y.[2], Kovalenko D. A.[3], Sitsilitsin Y. A.[4]

[1]Assistant of professor, Zaporizhian National Technical University, Ukraine

[2]Philosophy Doctor, associate professor, Zaporizhian National Technical University, Ukraine

[3]Philosophy Doctor, associate professor, Zaporizhian National Technical University, Ukraine

[4]Assistant of professor, Melitopol Institute of Ecology and Social Technologies, Ukraine

SYNTHESIS METHOD OF TOLERANCE DEVIATIONS TO THE GEOMETRICAL PARAMETER OF THE MICROSTRIP DEVICES

Abstract – in this study, the synthesis method of tolerance deviations on the geometrical parameters of microstrip devices was developed. The synthesis and the research of tolerance limits of the geometric parameters single-link hairpin microstrip low-pass filter was provided. Method of calculation of the filter circuit is based on a quasi-dynamic and quasi-static approximation analysis of topology discontinuities. Interval models are used for the synthesis of tolerances. Optimization of geometric tolerances of the filter parameters is performed with weights coefficients.

Main technological stages of microstrip microwave devices manufacturing and their resolutions are presented in this research. Deviations of dielectric substrate parameters are limited by producer.

Computations showed that taking into account topology discontinuities allows to increase accuracy of microstrip filter frequency responses calculation and also more accurate estimate deviations of frequency responses from nominal values.

Analysis of tolerances which are caused by restriction of technologies showed that applying of computation method of frequency responses of filter taking into account topology inhomogeneity allows to estimate possibility of producing of analyzed device on base enterprise.

Keywords: tolerance deviations , topology discontinuities , quasi-dynamic approximation, filter.

REFERENCES

1. Vorob'yov E. A. Raschet proizvodstvenny'x dopuskov SVCh. Leningrad, Sudostroenie, 1980, 148 p.
2. ANSYS HFSS [Elektronnij resurs], Elektr. dan., Rezhim dostupu, www.ansys.com/Products, Zagolovok z ekranu.
3. Kimachov I. I., Iovdal'skij V. A. SVCh GIS. Osnovy' texnologii i konstruirovaniya. Moscow, Texnosfera, 2006, 306 p.
4. Kovaleva I. S. Konstruirovanie i raschet poloskovy'x ustrojstv. Moscow, Sov.radio, 1974, 295 p.
5. Kryshchuk V., Farafonov O., Shylo G., Gaponenko M. Optymizatsiia dopuskiv mikrosmuzhkovykh filtriv, *Kompiuterni systemy proektuvannia. Teoriia i praktyka,* 2003, No. 470, pp. 173–178.
6. Silaev M. A., Bryanczev S. F. Prilozhenie matric i grafov k analizu CBCh ustrojstv. Moscow, Sov.radio, 1970, 320 p.
7. Karpukov L. M., Pulov R. D., Ry'bin V. O. Kvazidinamicheskoe modelirovanie mnogoprovodnyx svyazannyx mikropoloskovyx linij, *Radio Electronics, Computer Science*, *Control,* 2006. No. 2. pp. 28–32.
8. Karpukov L. M., Romanenko S. N., Pulov R. D. Analitychnyi rozrokhunok dyspersii u bagatoprovidnykx mikrosmuzhkovykh liniiakh na osnovi kvazidynamichnogo nablyzhennia, Radioelektronika ta telemukachii, 2002, No. 440, pp. 212–218.
9. Mishchenko M. V., Farafonov O. Yu., Sitsilitsin Yu. O., Kryshchuk B. M., Romanenko S. M. Modeluvannia bagatoprovidnykh zviazanykx mikrosmuzhkovykx linij u kvazidinamichnomu nablyzhenni z urakhuvanniam neodnoridnostey topologii, *Radio Electronics, Computer Science*, *Control,* 2013, No. 1, pp. 46–50.
10. Sylo G. M. Formuvannia intervalnykh modelej dlia obchislennia dopuskiv, *Radio Electronics, Computer Science*, *Control,* 2002, No. 1, pp. 90–95.
11. Kryshchuk V. N., Karpukov L.M., Zaskoczkaia M.V., Farafonov A.Yu. Issledovanie dopuskovyx ogranichenij v konstrukcy'yax mikropoloskovyx filtrov s uchetom vida approksimacii AchX, *Radio Electronics, Computer Science*, *Control,* 2006, No. 2, pp. 20–26.
12. Cherniaev V. N. Texnologiia proizvodstva integralnix mikroschem i mikroproczessorov. Moscow, Radio i sviaz', 1987, 464 p.
13. Rogers Corporetion [Elektronnij resurs], Elektr. dan., Rezhim dostupu, www.rogerscorp.com, Zagolovok z ekranu.

УДК 621.396.96

Пиза Д. М.[1], Сиренко А. С.[2], Звягинцев Е. А.[3]

[1]Д-р техн. наук, профессор, Запорожский национальный технический университет, Украина, E-mail: dpiza@zntu.edu.ua
[2,3]Старш. преп., Запорожский национальный технический университет, Украина

МЕТОД АДАПТАЦИИ АВТОКОМПЕНСАТОРА ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ КОМБИНИРОВАННЫХ ПОМЕХ

В статье предложен метод адаптации автокомпенсатора в начале развертки дальности. Проведен анализ протяженности пассивных помех от метеообразований и дипольных отражателей. Получена зависимость дальности пассивной помехи от высоты, учитывающая угол места луча и высоту точки стояния радара. На примере радара 36Д6 показано, что предложенный метод целесообразно применять для углов места <6°. Для углов места >6° предпочтительной является адаптация весовых коэффициентов автокомпенсатора в конце развертки дальности.

Ключевые слова: радар, помехозащита, автокомпенсатор помех, комбинированные помехи, угол места, облака.

ВВЕДЕНИЕ

С целью уменьшения влияния пассивной помехи на настройку весовых коэффициентов адаптация автокомпенсатора помех (АКП), как правило [1], выполняется в конце развертки дальности, поскольку мощность отраженных сигналов на больших дальностях существенно уменьшается. Проведенные авторами и их коллегами исследования в условиях полигона Капустин Яр (Астраханская обл., РСФСР) показали, что даже на дальности 100 км сигналы, отраженные от мощных грозовых облаков, могут превышать динамический диапазон радара. Таким образом, настройка пространственного адаптивного фильтра в конце развертки дальности не решает проблему, связанную с воздействием пассивной помехи на процесс адаптации весовых коэффициентов АКП.

Учитывая нестационарный характер отражений от пассивных помех, представляет интерес оценить возможность адаптации автокомпенсатора активных помех на интервалах дальности, где отражения от пассивных помех отсутствуют.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

В военной области, исходя из существующей тактики постановки дипольных помех [2], можно считать, что отражения от преднамеренных пассивных помех (ПП) являются локальными. Размеры облака из одной пачки дипольных отражателей в вертикальной (горизонтальной) плоскости составляют 0,6…1 км через 5 мин после сброса и 1,6…2 км через 10 мин после сброса. При этом на развертке дальности всегда найдутся временные интервалы для самонастройки АКП, на которых ПП отсутствуют. Локальный характер также имеют отраженные сигналы от мощных кучево-дождевых (грозовых) облаков [3], а также от местных помех.

Морфологическая классификация облаков состоит из 10 форм, 20 видов и 36 разновидностей. В связи с этим представляется целесообразными рассмотреть только те виды облаков, которые могут покрывать значительную часть зоны обнаружения РЛС по азимуту, дальности и высоте, создавая наиболее сложные условия для работы АКП. Основные данные по этим видам облаков приведены в табл. 1.

Проанализируем расположение слоя ПП на развертке дальности в зависимости от угломестного направления луча РЛС и высоты позиции РЛС над уровнем моря.

Рассмотрим геометрию задачи (рис. 1) на плоскости, содержащей центр Земли С и луч РЛС ОА. Земная поверхность приближенно может быть представлена окружностью радиуса R_3. Пусть высота позиции РЛС над уровнем моря – h_0, высота границы ПП – h. В таком случае граница ПП может быть представлена окружностью с центром в точке С радиусом R_3+h. Точка пересечения луча РЛС с окружностью радиусом R_3+h соответствует т. А на рис. 1.

Необходимо определить положение границы ПП на развертке дальности РЛС, т.е. определить длину отрезка ОА.

Таблица 1. Данные о рассматриваемых формах облаков

Обозначение	Название	Высота нижней границы, км	Толщина слоя, км
As	высокослоистые	2…6	1…2
Sc	слоисто-кучевые	0,5…1,5	0,2…0,8
Ns	слоисто-дождевые	0,5…1,9	2…3
Cb	кучево-дождевые	0,6…1,2	3…8

© Пиза Д. М., Сиренко А. С., Звягинцев Е. А., 2013

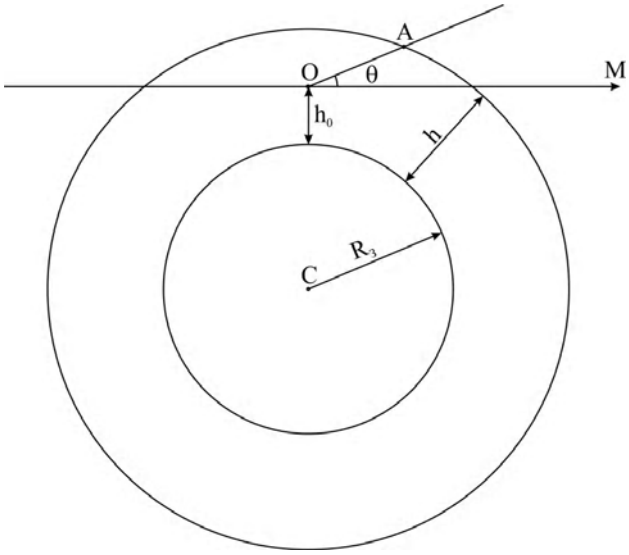


Рис. 1. Геометрия задачи

РЕШЕНИЕ

Введем полярную систему координат с полюсом в т. О и полярной осью ОМ, соответствующей нулевому углу места. Угол места т. А обозначим θ. Уравнение окружности радиуса a с центром в т. (r_0, θ_0) в полярной системе координат r, φ определяется в виде [4]:

$$r^2 - 2rr_0\cos(\varphi - \theta_0) + r_0^2 = a^2, \quad (1)$$

где r – полярный радиус, φ – полярный угол, (r_0, θ_0) – координаты центра окружности, a – радиус окружности.

С учетом (1), координат центра Земли $C(R_3+h_0, -90°)$ и введенных обозначений уравнение окружности, соответствующей границе ПП, определится в виде:

$$r^2 - 2r(R_3 + h_0)\cos(90° + \varphi) + (R_3 + h_0)^2 = (R_3 + h)^2, \quad (2)$$

или

$$r^2 + 2r(R_3 + h_0)\sin\varphi + (R_3 + h_0)^2 - (R_3 + h)^2 = 0. \quad (3)$$

Поскольку во введенной системе координат полярный угол φ совпадает с углом места θ, искомый отрезок ОА определится решением уравнения (3) относительно r с подстановкой $\varphi = \theta$.

Дискриминант уравнения определяется в виде:

$$D/4 = \sqrt{(R_3 + h_0)^2\sin^2\theta - (R_3 + h_0)^2 + (R_3 + h)^2}. \quad (4)$$

По условию задачи $h>h_0$, следовательно, дискриминант (4) будет положительным, а уравнение (3) будет иметь два действительных корня:

$$r_{1,2} = -(R_3 + h_0)\sin\theta \pm$$
$$\pm\sqrt{(R_3 + h_0)^2\sin^2\theta - (R_3 + h_0)^2 + (R_3 + h)^2}. \quad (5)$$

Анализ выражения (5) и условий задачи показывает, что только положительный корень будет являться ее решением, в то время как второй (отрицательный) корень будет соответствовать второй точке пересечения прямой ОА (содержащей луч РЛС) с окружностью. Окончательно имеем:

$$OA = \sqrt{(R_3 + h_0)^2\sin^2\theta - (R_3 + h_0)^2 + (R_3 + h)^2} -$$
$$-(R_3 + h_0)\sin\theta. \quad (6)$$

Применим полученную зависимость дальности от высоты границы ПП к РЛС 36Д6 украинского производства, которая используется в системах противовоздушной обороны многих стран мира. РЛС имеет две зоны обзора по углу места, называемые «нижняя» (0…6°) и «верхняя» (6…30°). Значения углов места лучей РЛС приведены в табл. 2.

Таблица 2. Углы места лучей РЛС 36Д6

Номер луча	Угол места, °	
	Нижняя зона	Верхняя зона
1	0,75	9
2	2,25	15
3	3,75	21
4	5,25	27

Зависимость дальности от высоты границы ПП для угломестных лучей РЛС 36Д6 приведена в виде графиков на рис. 2, *а* (нижняя зона) и 2, *б* (верхняя зона).

Как видно из рис. 2, *а* (с учетом табл. 1), верхняя граница облаков вида Cb в 1-4 лучах нижней зоны будет располагаться на дальности от 90 до 265 км. Поэтому адаптация АКП в конце развертки дальности при дальности действия РЛС 90 км может привести к настройке весового коэффициента на пассивную помеху. Ситуация также будет усугубляться из-за большого импульсного объема на больших дальностях: вследствие увеличения площади поперечного сечения луча эффективная площадь рассеяния облаков будет увеличиваться. Этот факт был экспериментально подтвержден на полигоне Капустин Яр.

Анализ рис. 2, *б* показывает, что даже при высоте верхней границы ПП 9 км в конце развертки дальности будет существовать участок свободный от помех. Так, например, для 1-го луча верхней зоны верхняя граница ПП будет соответствовать дальности около 55 км, для 2-го – 35 км, для 3-го и 4-го – 20–25 км. Ввиду того, что существование ПП от облаков на высотах более 10 км весьма маловероятно, выполнение адаптации в конце развертки дальности в верхней зоне представляется целесообразным.

Одним из возможных вариантов выбора участка адаптации АКП в лучах нижней зоны является начальный участок развертки дальности. Определим границы этого участка. Если, например, длительность зондирующего импульса $\tau_и = 1{,}5$ мкс, то допустимое время адаптации АКП, в соответствии с [5], составит $10\tau_и = 15$ мкс. В рас-

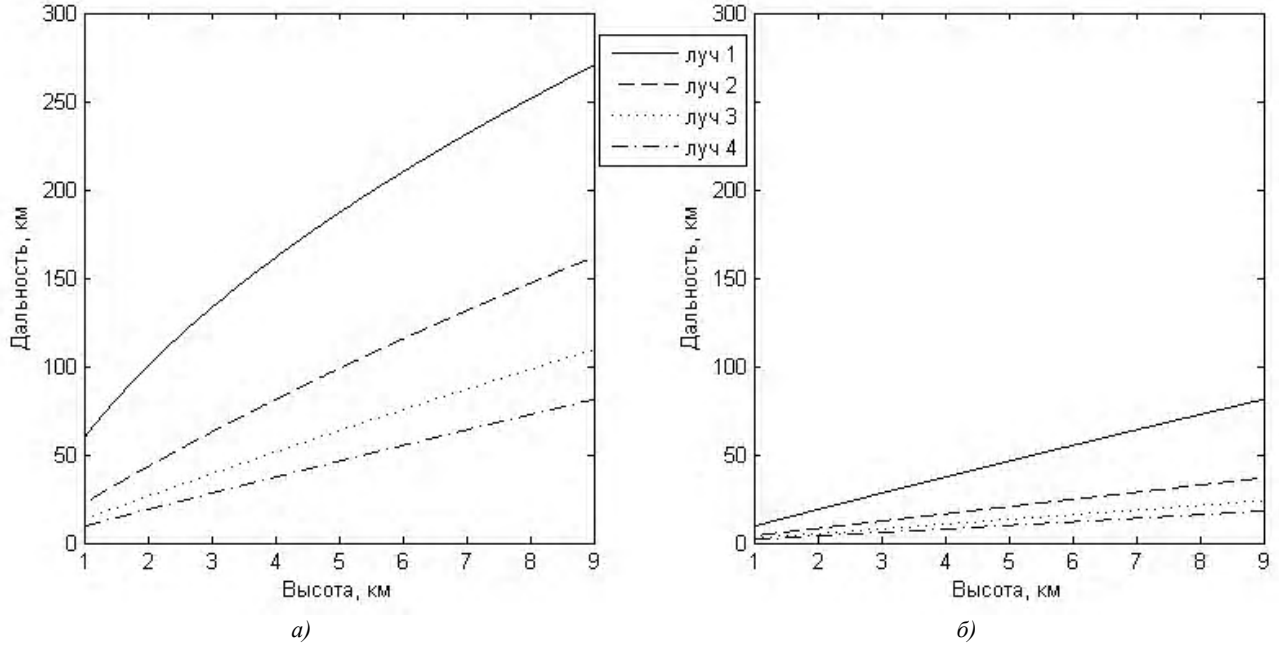


Рис. 2. Зависимость дальности от высоты границы ПП для лучей нижней (а) и верхней (б) зоны

сматриваемом примере это соответствует интервалу дальности 2,25 км. С учетом минимальной инструментальной дальности («мертвой зоны») РЛС 36Д6, равной 3,5 км, для адаптации необходим участок от 3,5 до 6 км. В процессе исследований авторами по формуле (6) были проведены расчеты зависимости дальности от высоты ПП для 1…4 лучей нижней зоны упомянутой РЛС на дальностях от 0 до 8 км. Результаты проведенных расчетов приведены на рис. 3.

Точки пересечения полученных зависимостей для каждого из лучей с прямой r=6 км соответствуют высотам (0,08; 0,24; 0,4; 0,55) км.

Сравнение, полученных в результате расчета высот, с нижней границей облаков вида Cb, приведенной в табл. 1, позволяет сделать вывод о возможности адаптации весовых коэффициентов автокомпенсатора в нижней зоне обнаружения РЛС 36Д6 на начальном участке развертки дальности.

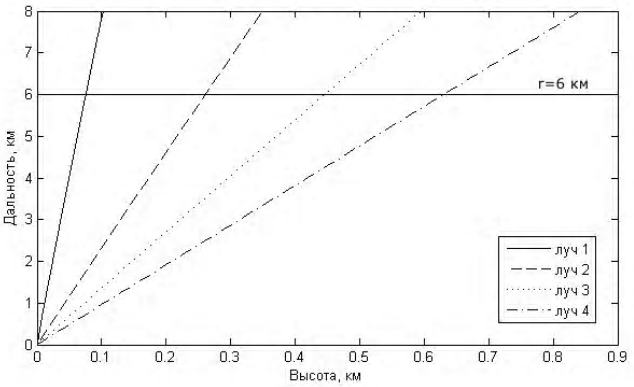


Рис. 3. Зависимость дальности от высоты границы ПП для лучей нижней зоны на участке 0…8 км

ВЫВОДЫ

Получена зависимость между дальностью и высотой ПП, учитывающая угол места луча и высоту точки стояния РЛС. С помощью полученной зависимости на примере РЛС 36Д6 проанализировано расположение границ ПП на развертке дальности для разных угломестных лучей верхней и нижней зоны обнаружения.

Проведенный анализ показал, что при углах места лучей РЛС <6° целесообразно выполнять адаптацию АКП на начальном участке развертки дальности. С увеличением угла места дальность до ПП и ее протяженность уменьшаются, поэтому в верхней зоне становится целесообразным выполнять адаптацию АКП в конце развертки дальности.

Дальнейшие исследования предполагается проводить в направлении разработки алгоритма, позволяющего на основании апостериорных данных выбирать для адаптации АКП участок гарантированно свободный от ПП.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Оценка эффективности пространственно-временной фильтрации сигналов в когерентно-импульсных РЛС [Текст] / [Залевский А. П., Пиза Д. М., Пресняк И. С., Сиренко А. С.] // Радіоелектроніка, інфроматика, управління. – 2012. – № 2. – С. 39–44.
2. Радиоэлектронные системы: Основы построения и теория. Справочник. Изд. 2-е, перераб. и доп. [Текст] / Под ред. Я. Д. Ширмана. – М. : Радиотехника, 2007. – 512 с.
3. Атлас облаков [Текст] / Федер. служба по гидрометеорологии и мониторингу окружающей среды (Росгидромет), Гл. геофиз. обсерватория им. А.И. Воейкова; [Д. П. Беспалов и др.; ред.: Л. К. Сурыгина]. – Санкт-Петербург: Д'АРТ, 2011. – 248 с.

4. *Корн, Г.* Справочник по математике для научных работников и инженеров [Текст] / Г. Корн, Т. Корн. – М. : Наука, 1973. – 832 с.
5. *Goktun, S.* Sidelobe canceller jamming using hot-clutter. Thesis. [Электронный ресурс] / The Defense Technical Information Center. September 2004 – Режим доступа : http://www.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/a427221.pdf

Стаття надійшла до редакції 30.10.2013.

Піза Д. М.[1], Сіренко А. С.[2], Звягінцев Є. О.[3]
[1]Д-р техн. наук, профессор, Запорізький національный технічний університет, Україна, E-mail: dpiza@zntu.edu.ua
[2,3]Старш. викл., Запорізький національный технічний університет, Україна

МЕТОД АДАПТАЦІЇ АВТОКОМПЕНСАТОРА ПІД ДІЄЮ КОМБІНОВАНИХ ЗАВАД

В статті запропоновано метод адаптації автокомпенсатора на початку розгортки дальності. Проведено аналіз протяжності пасивних завад від метеоутворень та дипольних відбивачів. Отримано залежність висоти пасивної завади від дальності, де враховано кут місця променю та висоту точки стояння радара. На прикладі радара 36Д6 показано, що запропонований метод доцільно застосовувати для кутів місця <6°. Для кутів місця >6° переважною є адаптація вогових коефіцієнтів автокомпенсатора в кінці розгортки дальності.

Ключові слова: радар, завадозахист, автокомпенсатор завад, комбіновані завади, кут місця, хмари.

Piza D. M.[1], Sirenko A. S.[2], Zviahintsev E. A.[3]
[1] Doctor of technical sciences, professor, Zaporizhian National Technical University, Ukraine
[2, 3]Senior lecturer, Zaporizhian National Technical University, Ukraine

THE METHOD FOR CANCELLER ADAPTATION IN COMBINED CLUTTER AND JAMMING ENVIRONMENT

In this article we propose a method to adapt canceller at the beginning of the range sweep. The analysis of the extent of clutter from meteorological formations and chaff has been provided. It was found that the most difficult conditions to adapt canceller weights occur when exposed to the combined interference in the presence of reflections from the cumulonimbus. We have come up with dependence of the distance on clutter height, taking into account the elevation angle of the beam and stationing height of the radar. On the example of 36D6 radar we have shown that the proposed method is useful for elevation angles smaller than 6 degrees. For elevation angles greater than 6 degrees an adaptation of canceller weights at the end of the range sweep is preferred.

Keywords: radar, ECCM, canceller, clutter and jamming, elevation, clouds.

REFERENCES

1. Zalevskij A. P., Piza D. M., Presnyak I. S., Sirenko A. S. Ocenka e'ffektivnosti prostranstvenno-vremennoj fil'tracii signalov v kogerentno-impul'sny'x RLS [Tekst], *Radio Electronics, Computer Science*, *Control,* 2012, No. 2, pp. 39–44.
2. Radioehlektronnye sistemy: Osnovy postroeniya i teoriya. Spravochnik. Izd. 2-e, pererab. i dop., Pod red. YA.D. SHirmana. Moscow, Radiotekhnika, 2007, 512 p.
3. Atlas oblakov, Feder. sluzhba po gidrometeorologii i monitoringu okruzhayushhej sredy (Rosgidromet), Gl. geofiz. observatoriya im. A. I. Voejkova; D. P. Bespalov i dr.; red., L. K. Surygina. Sankt-Peterburg, D'ART, 2011, 248 p.
4. Korn G., Korn T. Spravochnik po matematike dlya nauchnykh rabotnikov i inzhenerov. Moscow, Nauka, 1973, 832 p.
5. Goktun S. Sidelobe canceller jamming using hot-clutter. Thesis. The Defense Technical Information Center. September 2004, Access: http://www.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/a427221.pdf

УДК 621.372.83

Романенко С. Н.[1], Дмитренко В. П.[2], Воскобойник В. А.[3]

[1]Канд. физ.-мат. наук, доцент, Запорожский национальный технический университет, Украина,
E-mail: romanenko3@gmail.com
[2, 3]Канд. техн. наук, доцент, Запорожский национальный технический университет, Украина

РАСЧЕТ ШЛЕЙФНЫХ НАПРАВЛЕННЫХ ОТВЕТВИТЕЛЕЙ НА МПЛ С УЧЕТОМ ДИСПЕРСИИ И ПОТЕРЬ В ЛИНИЯХ

Получены простые аналитические соотношения для расчета параметров шлейфных направленных ответвителей на МПЛ. Показано, что в зависимости от величины коэффициента деления мощности в выходных плечах схемы изменяются технологические ограничения, присущие таким ответвителям. Приведены также аналитические формулы, с высокой точностью и в широком частотном диапазоне обеспечивающие для основной Т-волны МПЛ расчет дисперсии эффективной диэлектрической проницаемости и потерь в материале подложки.

Ключевые слова: коэффициент деления, направленный ответвитель, МПЛ, дисперсия, потери.

ВВЕДЕНИЕ

Шлейфные направленные ответвители (НО) находят широчайшее применение в технике СВЧ не только в качестве развязывающих устройств со свойствами мостов, но и как элементы аппаратуры для направленного отбора определенной части мощности из основной линии. При разработке НО на базе линий передачи интегрального типа и, в частности, микрополосковых линий (МПЛ) наибольшее распространение получили двух-, трех- и реже четырехшлейфные структуры. В силу симметрии НО при их расчете, как правило [1, 2], используется метод синфазного и противофазного возбуждения. При этом в случае отсутствия дисперсии и потерь в линиях и при условии идеального согласования можно достаточно просто получить аналитические соотношения для элементов матриц рассеяния таких НО. Однако в реальных НО линии передачи обладают дисперсией, которая может существенно влиять на рабочие характеристики устройства. Количественную оценку такого влияния можно получить в процессе анализа НО с помощью автоматизированных систем, при этом, однако, необходимо заранее знать геометрические параметры топологии НО, расчет которых средствами используемых автоматизированных систем является достаточно трудоемким. К тому же в современной отечественной и зарубежной литературе авторами данной работы не найдены сведения по аналитическому расчету как параметров НО с числом шлейфов больше двух, так и дисперсии и потерь в МПЛ [1, 2]. В этой связи представляется актуальным получение аналитических соотношений для расчета параметров трех- и четырехшлейфных НО, а также дисперсии эффективной диэлектрической проницаемости и потерь в МПЛ.

1 РАСЧЕТ ПАРАМЕТРОВ ИДЕАЛИЗИРОВАННЫХ НО

Эскизы топологий рассматриваемых НО на МПЛ показаны на рис. 1, где цифры 1, 2, 3 и 4 соответствуют номерам плеч устройств, а Z_1, Z_2, Z_3, Z_4 – волновые сопротивления соответствующих отрезков линий.

На рис. 1 параметр λ_i, i=1, 2, 3, 4 – длина волны в i-ой линии, которую необходимо определять с учетом дисперсии, а Z_0 – волновое сопротивление подводящих линий.

Комплексные матрицы рассеяния шлейфных НО могут быть получены с использованием метода синфазного и противофазного возбуждения; при отсутствии дисперсии и потерь в линиях, и при идеальном согласовании они имеют вид [1, 2]:

– для двухшлейфного НО

$$S = -\frac{1}{\sqrt{1+Y_1^2}}\begin{vmatrix} 0 & 0 & j & Y_1 \\ 0 & 0 & Y_1 & j \\ j & Y_1 & 0 & 0 \\ Y_1 & j & 0 & 0 \end{vmatrix}; \qquad (1)$$

– для трехшлейфного НО

$$S = -\frac{1}{1+Y_1^2}\begin{vmatrix} 0 & 0 & Y_1^2-1 & j2Y_1 \\ 0 & 0 & j2Y_1 & Y_1^2-1 \\ Y_1^2-1 & j2Y_1 & 0 & 0 \\ j2Y_1 & Y_1^2-1 & 0 & 0 \end{vmatrix}. \qquad (2)$$

Элементы матрицы рассеяния четырехшлейфного НО получаются аналогично и с учетом полной симметрии устройства могут быть записаны в виде:

$$S_{11} = S_{22} = S_{33} = S_{44} = \frac{(F\cdot H)^2-(E\cdot G)^2}{D}, \qquad (3)$$

© Романенко С. Н., Дмитренко В. П., Воскобойник В. А., 2013

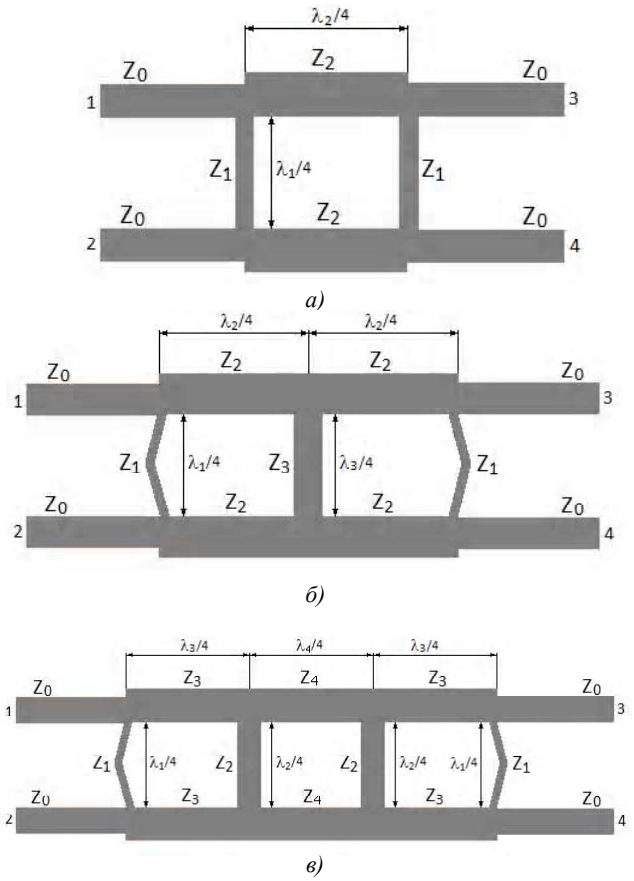


Рис. 1. Эскизы топологий НО на МПЛ: двухшлейфного а), трехшлейфного б), четырехшлейфного в)

$$S_{12} = S_{21} = S_{34} = S_{43} = j\frac{(E \cdot H + F \cdot G)(F \cdot H + E \cdot G)}{D}, \quad (4)$$

$$S_{13} = S_{31} = S_{24} = S_{42} = j\frac{(E \cdot H - F \cdot G)(E \cdot H + F \cdot G + E \cdot G - F \cdot H)}{2D}, \quad (5)$$

$$S_{14} = S_{41} = S_{23} = S_{32} = \frac{(E \cdot H)^2 - (F \cdot G)^2}{D}. \quad (6)$$

В приведенных формулах:

$$E = Z_0 \cdot Z_1 \cdot Z_2 \cdot Z_4 - Z_0 \cdot Z_3^2 \cdot (Z_4 - Z_2),$$

$$F = Z_1 \cdot Z_3^2 \cdot (Z_4 - Z_2),$$

$$G = Z_0 \cdot Z_1 \cdot Z_2 \cdot Z_4 - Z_0 \cdot Z_3^2 \cdot (Z_4 + Z_2),$$

$$H = Z_1 \cdot Z_3^2 \cdot (Z_4 + Z_2),$$

$$D = (F \cdot H - E \cdot G)^2 + (E \cdot H + F \cdot G)^2.$$

Для выполнения условия идеального согласования ($S_{11} = 0$) необходимо обеспечить:

– в двухшлейфном НО

$$Y_1^2 = Y_2^2 - 1, \quad (7)$$

– в трехшлейфном НО

$$Y_3 = \frac{2Y_2^2 Y_1}{1 + Y_1^2}. \quad (8)$$

В соотношениях (7) и (8) величины $Y_i = \frac{Z_0}{Z_i}$, $i = 1,2,3$ – нормированные волновые проводимости соответствующих отрезков линий НО.

Как следует из (3) и (4), для четырехшлейфного НО одновременное выполнение условий идеального согласования ($S_{11} = 0$) и полной развязки ($S_{12} = 0$) дают связь между E, F, G, H в виде

$$F \cdot H + E \cdot G = 0. \quad (9)$$

Коэффициент деления мощности между плечами 3 и 4 определяется отношением

$$k = \frac{|S_{31}|^2}{|S_{41}|^2}. \quad (10)$$

Тогда для двухшлейфного НО из (10) с использованием (7) и (1) следует

$$k = 1/Y_1^2 = 1/(Y_2^2 - 1),$$

откуда, при заданном k, получаются известные [1, 2] соотношения для определения волновых сопротивлений Z_1 и Z_2

$$Z_1 = Z_0 \cdot \sqrt{k}; \; Z_2 = Z_0 \cdot \sqrt{\frac{k}{k+1}}. \quad (11)$$

Аналогично, для трехшлейфного НО из (10) с использованием (8) и (2) можно получить формулы для расчета Z_1, Z_2 и Z_3

$$Z_1 = \frac{Z_0}{\sqrt{k+1} - \sqrt{k}}, \; Z_2 = \frac{Z_0}{\sqrt{2}}, \; Z_3 = \frac{Z_0\sqrt{k+1}}{2}. \quad (12)$$

Следует отметить, что в формулах (12) при определении Z_1 используется, как следует из (2) и (10), только величина Y_1. При этом Z_1 определяется однозначно и не зависит от Z_2 и Z_3, которые связаны соотношением (8), где Y_1 уже следует считать известной. Поэтому выбор одной из величин Y_2 или Y_3 в (8) может быть произвольным, например, если в качестве исходной выбрать величину Y_2, тогда Y_3 найдется из (8). Следовательно, формулы (12) для Z_2 и Z_3 являются одним из вариантов выбора Y_2, например, $Y_2 = \sqrt{2}Y_0$. При выборе $Y_2 = Y_0$ получим другой вариант формул для расчета параметров трехшлейфного НО

$$Z_1 = \frac{Z_0}{\sqrt{k+1} - \sqrt{k}}, \; Z_2 = Z_0, \; Z_3 = Z_0\sqrt{k+1}. \quad (13)$$

Таким образом, выбор соотношений (12) или (13) не является единственным, поскольку значения Y_2 (или Y_3) могут быть выбраны произвольно исходя, например, из соответствующих технологических или иных ограничений.

В случае четырехшлейфного НО произвольно могут быть выбраны любые два из четырех параметров Z_1, Z_2, Z_3, Z_4; оставшиеся два параметра найдутся из совместного решения уравнений (9) и (10). При этом соотношение (10) преобразуется к виду

$$\frac{(E \cdot G - F \cdot H)}{(E \cdot H + F \cdot G)} - 2\sqrt{k} + 1 = 0 \cdot \qquad (14)$$

В таблице 1 для сравнения представлены параметры всех рассматриваемых НО, вычисленные при различных значениях k. Анализ табличных данных показывает, что при $k \geq 1$ двухшлейфный НО имеет лучшие технологические параметры по сравнению с трехшлейфным и четырехшлейфным, поскольку из практики известно, что величина $Z_1 = 157{,}313$ Ом (в трехшлейфном НО) или $Z_1 = 150$ Ом (в четырехшлейфном НО) технологически нереализуема на МПЛ с относительной диэлектрической проницаемостью подложки $\varepsilon_r \approx 10$. Однако, при $k < 1$ более технологичными становятся трехшлейфный (параметры которого вычисляются по формулам (13)) и четырехшлейфный НО.

Необходимо отметить, что расчет четырехшлейфного НО по формулам (9) и (14) обладает большей гибкостью (по сравнению с трехшлейфным) и позволяет подобрать требуемые параметры исходя из накладываемых ограничений.

Полученные выше соотношения для расчета волновых сопротивлений, очевидно, будут справедливы для НО, выполненных на основе и других типов направляющих систем – коаксиальных, щелевых и др.

2 УЧЕТ ДИСПЕРСИИ И ПОТЕРЬ В МПЛ

Как видно из таблицы 1, при различных k волновые сопротивления четвертьволновых отрезков МПЛ в НО могут существенно отличаться по величине и, как следствие, так же значительно будут различаться значения эффективных диэлектрических проницаемостей соответствующих отрезков линий. При этом и электрические длины этих отрезков на одной и той же частоте будут различными, что усложняет процесс проектирования НО. Чтобы оценить изменения геометрической длины отрезков МПЛ необходимо иметь соотношения, позволяющие с высокой точностью вычислять значения эффективных диэлектрических проницаемостей МПЛ в широком частотном диапазоне.

В работе [3] на основе энергетического подхода с использованием стационарного функционала, характеризующего комплексную мощность тока в проводниках структуры, получены аналитические формулы для расчета дисперсии эффективной диэлектрической проницаемости МПЛ с учетом потерь, которые имеют вид

$$\varepsilon_{\text{эфф}} = \varepsilon_{\text{эфф}0} \cdot \frac{2\left[1 - (k_0 h)^2 \varepsilon_r / A_0\right]}{1 - (k_0 h)^2 (\varepsilon_r + 1)\varepsilon_{\text{эфф}0} / \varepsilon_r A_0 + D}, \qquad (15)$$

$$\text{tg}\delta_{\text{эфф}} = \frac{tg\delta}{B} \cdot \left\{ S + (k_0 h)^2 \left[\frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_{\text{эфф}}} - \frac{(1 + \varepsilon_{\text{эфф}})}{\varepsilon_r (1 + \varepsilon_r)} \right] \cdot C \right\}, \qquad (16)$$

где $\varepsilon_{\text{эфф}0} = \dfrac{(\varepsilon_r + 1) A_0}{2\left[A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \Gamma^n A_n \right]}$ – статическое значение относительной эффективной диэлектрической проницаемости подложки МПЛ; ε_r – относительная диэлектрическая проницаемость подложки МПЛ; h – толщина подложки МПЛ; $\text{tg}\delta$ – тангенс угла диэлектрических потерь материала подложки МПЛ; $k_0 = \dfrac{2\pi}{\lambda_0} = \omega\sqrt{\varepsilon_0 \mu_0}$ – волновое число для вакуума;

$$\Gamma = (1 - \varepsilon_r)/(1 + \varepsilon_r)\ ;\ A_0 = \ln(W / 2h) - \sigma_1\ ;$$

W – ширина МПЛ; $A_n = \sigma_n - \sigma_{n+1} - \ln(1 + 1/n)$;

Таблица 1. Параметры НО при различных значениях k

Вид НО	k	Z_1 Ом	Z_2 Ом	Z_3 Ом	Z_4 Ом	Расчет по формуле
2-х шлейфный	1	50	35,355	–	–	(11)
3-х шлейфный	1	120,711	35,355	35,355	–	(12)
	1	120,711	50	70,711	–	(13)
4-х шлейфный	1	100	86	35,076	30,451	(9) и (14)
2-х шлейфный	2	70,711	40,825	–	–	(11)
3-х шлейфный	2	157,313	35,355	43,301	–	(12)
	2	157,313	50	86,603	–	(13)
4-х шлейфный	2	150	130	33,29	24,38	(9) и (14)
2-х шлейфный	1/3	28,868	25	–	–	(11)
3-х шлейфный	1/3	86,603	35,355	28,868	–	(12)
	1/3	86,603	50	57,735	–	(13)
4-х шлейфный	1/3	100	86	59,623	78,415	(9) и (14)

$$D=\left\{1+4(k_0h)^2\frac{\varepsilon_{\text{эфф}0}}{\varepsilon_r A_0}\left[\frac{\varepsilon_{\text{эфф}0}}{\varepsilon_r}-\frac{(\varepsilon_r+1)}{2}\right]+\right.$$

$$\left.+(k_0h)^4\left(\frac{\varepsilon_{\text{эфф}0}\cdot(\varepsilon_r-1)}{\varepsilon_r A_0}\right)^2\right\}^{1/2};$$

$$S=\frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_{\text{эфф}0}}\cdot\frac{d(\varepsilon_{\text{эфф}0})}{d\varepsilon_r};$$

$$B=1+(k_0h)^2\left[1-\frac{(2\varepsilon_{\text{эфф}}-\varepsilon_r)}{\varepsilon_r^2}\right]\cdot C;$$

$$1/C=(1+\Gamma)\sum_{n=0}^{\infty}\Gamma^n\left[\sigma_{n+1}-\sigma_n+\ln(1+1/n)\right];$$

$$\sigma_n=\frac{1}{2}\cdot\left[1-\left(\frac{2nh}{W}\right)^2\right]\cdot\ln\left[1+\left(\frac{W}{2nh}\right)^2\right]+\frac{4nh}{W}\cdot\operatorname{arctg}\left(\frac{W}{2nh}\right).$$

При выводе (15) и (16) предполагалось, что в МПЛ распространяется основная *T*-волна и поперечные токи в полосках отсутствуют, а потери в диэлектрике малы ($\operatorname{tg}\delta << 1$), что практически всегда имеет место для используемых диэлектрических подложек МПЛ. Для примера в таблицах 2 и 3 приведены результаты расчета эффективных значений диэлектрической проницаемости и тангенса угла потерь для некоторых типичных значений параметров подложки МПЛ.

Погрешность расчетов эффективных параметров МПЛ по формулам (15) и (16) в сравнении со строгой электродинамической методикой не превышает 2 % в широком частотном диапазоне [4]. Представленные формулы могут существенно облегчить и ускорить процесс подбора параметров НО при их проектировании с помощью автоматизированных систем.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В работе для расчета параметров шлейфных НО на МПЛ получены аналитические соотношения, одним из параметров которых является коэффициент деления мощности k в выходных плечах схемы. Показано, что при $k \geq 1$ для двухшлейфного НО, в отличие от трех- и четырехшлейфного, диапазон изменения волновых сопротивлений удовлетворяет технологическим ограничениям. Однако при $k < 1$ более технологичными являются трехшлейфный НО, параметры которого вычисляются по формулам (13), и четырехшлейфный НО.

Таблица 2. Значения эффективной диэлектрической проницаемости МПЛ

w/h	ε_r	$\varepsilon_{\text{эфф}}$ при h/λ_0						
		0	0,05	0,1	0,2	0,4	0,8	1,6
0,5		1,817	1,838	1,892	2,023	2,193	2,298	2,336
1,0	2,35	1,862	1,887	1,948	2,083	2,233	2,313	2,340
2,0		1,932	1,962	2,030	2,158	2,275	2,328	2,344
0,5		2,682	2,759	2,934	3,275	3,593	3,739	3,784
1,0	3,8	2,774	2,866	3,061	3,392	3,651	3,758	3,789
2,0		2,919	3,030	3,238	3,526	3,709	3,775	3,794
0,5		6,180	6,756	7,716	8,832	9,432	9,629	9,682
1,0	9,7	6,462	7,142	8,122	9,073	9,516	9,652	9,688
2,0		6,915	7,708	8,619	9,316	9,593	9,672	9,693

Таблица 3. Эффективные значения тангенса угла потерь в подложке МПЛ

w/h	$\operatorname{tg}\delta\cdot 10^4$	$\operatorname{tg}\delta_{\text{эфф}}\cdot 10^4$ при h/λ_0						
		0	0,05	0,1	0,2	0,4	0,8	1,6
0,5		0,299	0,310	0,337	0,394	0,455	0,486	0,496
1,0	0,5	0,316	0,329	0,359	0,416	0,467	0,490	0,497
2,0		0,342	0,358	0,390	0,442	0,480	0,494	0,499
0,5		0,595	0,638	0,728	0,867	0,959	0,990	0,997
1,0	1,0	0,627	0,679	0,776	0,903	0,972	0,993	0,998
2,0		0,679	0,741	0,840	0,941	0,984	0,996	0,999
0,5		2,96	3,52	4,26	4,81	4,96	4,99	5,0
1,0	5,0	3,12	3,77	4,47	4,88	4,98	4,99	5,0
2,0		3,38	4,12	4,69	4,94	4,99	5,0	5,0

Представлены также аналитические формулы, обеспечивающие для основной *T*-волны МПЛ расчет дисперсии эффективной диэлектрической проницаемости и потерь в материале подложки МПЛ с погрешностью, не превышающей 2 % в сравнении со строгими численными электродинамическими методами. Приведенные формулы справедливы в широкой частотной области и могут значительно облегчить и ускорить процесс подбора параметров при проектировании НО на основе МПЛ с помощью автоматизированных систем.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Техника и полупроводниковая электроника СВЧ / [Дробахин О. О., Плаксин С. В., Рябчий В. Д., Салтыков Д. Ю.]. – Севастополь : Вебер, 2013. – 322 с.
2. Pozar D. M. Microwave engineering, 4th edition. John Wiley&Sons, Inc., 2012. – 756 p.
3. *Карпуков, Л. М.* Упрощенный расчет дисперсии в МПЛ / Л. М. Карпуков, С. Н. Романенко // Радиотехника. – 1991. – № 5. – С. 97–98.
4. *Jansen, R. H.* High speed computation of single and coupled microstrip parameters including dispersion, high-order modes, loss and finite strip thickness / Jansen R. H. // *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.* – 1978. – Vol. 26, No. 2. – P. 75–81.

Стаття надійшла до редакції 21.10.2013.
Після доробки 18.11.2013.

Романенко С. М.[1], Дмитренко В. П.[2], Воскобойник В. О.[3]
[1]Канд. фіз.-мат. наук, доцент, Запорізький національний технічний університет, Україна
[2, 3]Канд. фіз.-мат. наук, доцент, Запорізький національний технічний університет, Україна

РОЗРАХУНОК ШЛЕЙФНИХ СПРЯМОВАНИХ ВІДГАЛУЖУВАЧІВ НА МСЛ З УРАХУВАННЯМ ДИСПЕРСІЇ І ВТРАТ У ЛІНІЯХ

Отримано прості аналітичні співвідношення для розрахунку параметрів шлейфних спрямованих відгалужувачів на МСЛ. Показано, що в залежності від величини коефіцієнта розподілу потужності у вихідних плечах схеми змінюються технологічні обмеження властиві таким відгалужувачам. Наведено також аналітичні формули, які з високою точністю і в широкому частотному діапазоні забезпечують для основної Т-хвилі МСЛ розрахунок дисперсії ефективної діелектричної проникності та втрат в матеріалі підкладинки.

Ключові слова: коефіцієнт поділу, спрямований відгалужувач , МСЛ , дисперсія , втрати.

Romanenko S. N.[1], Dmitrenko V. P.[2], Voskoboynyk V. A.[3]
[1]Ph. D., associate professor, Zaporizhian National Technical University, Ukraine
[2, 3]Ph. D., associate professor, Zaporizhian National Technical University, Ukraine

CALCULATION OF MICROSTRIP DIRECTIONAL COUPLERS WITH DISPERSION AND LOSSES IN TRANSMISSION LINES

Simple analytical relations for calculating parameters of microstrip directional couplers are obtained. It is shown that depending on the power splitting ratio *k* in the output ports of the circuit the technological restrictions of couplers are changed. At $k \geq 1$ for double-stab four-port directional coupler, unlike three- and four-stab couplers, the range of characteristic impedance satisfies the technological restrictions. However, at $k < 1$ three- and four-stab directional couplers become more technological. Analytical formulas for high precision calculation of the dispersion of effective permittivity and losses in the substrate valid for the main microstrip *T*-wave in a wide frequency range are also presented.

Keywords: splitting ratio, directional coupler, microstrip line, dispersion, losses.

REFERENCES

1. Drobaxin O. O., Plaksin S. V., Ryabchij V. D., Salty'kov D. U. Texnika i poluprovodnikovaya elektronika SVCH, Sevastopol', Veber, 2013, 322 p.
2. Pozar D. M. Microwave engineering, 4th edition / Pozar D. M. John Wiley&Sons, Inc., 2012, 756 p.
3. Karpukov L. M., Romanenko S. N. Uprochhenny'j raschet dispersii v MPL, *Radiotexnika,* 1991, No. 5, pp. 97–98.
4. Jansen R. H. High-speed computation of single and coupled microstrip parameters including dispersion, high-order modes, loss and finite strip thickness, *IEEE Trans. Microwave Theory Tech.*, 1978, Vol. 26, No. 2, pp. 75–81.

УДК 528.85

Шама Є. О.

Аспірант, Запорізький національний технічний університет, Україна, E-mail: zhash@rambler.ru

МІНІМІЗАЦІЯ КІЛЬКОСТІ ІНФОРМАТИВНИХ ОЗНАК ПРИ ПОБУДОВІ КЛАСИФІКАТОРА РОСЛИННИХ ОБ'ЄКТІВ

В статті показана можливість зменшення кількості інформативних ознак з початкових 256 значень до 4 при побудові класифікатора рослинних об'єктів за результатами дистанційного зондування. Для побудови розпізнавальної моделі був використаний множинний лінійний дискримінантний аналіз Фішера. Для обраного набору даних, встановлені оптимальні діапазони ознаки.

Ключові слова: розпізнавання, спектральні коефіцієнти яскравості, ознаки, класифікатор.

ВСТУП

Основна вимога до інформації – зміна уявлення про об'єкт дослідження відповідно до поставлених задач. Зміст і кількість інформації, що була отримана за допомогою дистанційних методів, обумовлена рівнем первинних знань і заздалегідь сформульованими вимогами, задачами. Саме обмеженість і визначеність інформації дозволяють формалізувати отримані відомості. Отримана інформація може бути різноманітна за формою і змістом, мати різноманітну цінність, що визначається інтересами споживача інформації [1].Однією з ключових проблем в рішенні різноманітних завдань аналізу даних (оцінка регресії, розпізнавання образів, кластеризація, прогнозування) є відбір інформативних ознак. Реальні процеси в технічних системах можуть описуватися великою кількістю різних ознак. При цьому не завжди усі з них є істотними або значимими, тобто необхідними для побудови адекватної моделі процесу (регресійної моделі, класифікаційної моделі та ін.). Крім того, актуальність відбору інформативних ознак стає особливо відчутною у зв'язку з характерною для більшості алгоритмів аналізу даних проблемою «прокляття розмірності». Ця проблема полягає в різкому падінні ефективності алгоритму або різкому збільшенні необхідного обчислювального ресурсу для ефективної роботи алгоритму при збільшенні розмірності (збільшенні числа ознак) вирішуваної задачі аналізу даних.

На сьогодні запропоновано велику кількість методів відбору інформативних ознак або зниження розмірності [2]: метод головних компонент, моделі і методи факторного аналізу, багатовимірне шкалування і інші. Кожен з розроблених методів має свої переваги і недоліки, у багатьох випадках є обмеження на застосування того або іншого методу. Вплив кількості ознак на якість розпізнавання об'єктів (у тому рахунку і рослинних об'єктів) розглянуто у ряді робот [3, 4, 5]. Але в цих роботах класифікація об'єктів проводилися або лише на два класи, або проводилися класифікація нерослинних об'єктів (характер статистичного зв'язку між коефіцієнтами відбиття рослинних об'єктів відрізняється від статистичного зв'язку між коефіцієнтами відбиття нерослинного походження), або була запропонована більша кількість ознак, ніж у цій статті.

Мета роботи полягає у дослідженні впливу кількості інформаційних ознак на якість розпізнавання рослинних об'єктів на три класи за експериментально отриманими даними дистанційного зондування рослинних об'єктів, що обумовлена видом рослини. Кількість обраних класів, яка дорівнювала трьом обумовлена тим, що в якості першого класу обрано корисну культуру (кукурудзу), а в якості двох інших класів – бур'яни – мишій та амброзія. Необхідність розподілу бур'нів на два класи обгрунтована тим, що для знищення однодольних бур'янів (мишій) та дводольних (амброзія) застосовують різні гербіциди [6]. Рівень ймовірності вірного розпізнавання встановимо рівним 90 % для кожної рослини, це є прийнятним для реальних польових умов. Розпізнавання рослин буде проведено на корисні (кукурудза – перший клас) і бур'яни (амброзія – другий клас, мишій – третій клас).

1 МЕТОДИ ЗМЕНШЕННЯ КІЛЬКОСТІ ОЗНАК

Оскільки велика розмірність (кількість початкових ознак) становить суттєву проблему при побудові класифікатора, було запропоновано велику кількість методів зменшення розмірності [6]. Більшість цих методів забезпечують функціональне відображення, так що можна визначити відображення довільного вектору ознак. Класичними процедурами є аналіз головних компонент і факторний аналіз, обидва з них зменшують розмірність шляхом формування лінійних комбінацій ознак. Але коефіцієнти відбиття від рослини в інфрачервоному діапазоні не є набором статистично незалежних ознак [7]. В цьому випадку не можливо застосовувати розроблені і апробовані вищенаведені методи зменшення інформаційних ознак. Тому правильний вибір і відбір кількості інформаційних ознак можна здійснити за допомогою суб'єктивного перебору різних по складу наборів ознак і вибором найбільш інформатив-

© Шама Є. О., 2013

ного з них при їх допустимій кількості. В якості показника інформативності краще всього використати ймовірність правильного розпізнавання окремої рослини [8]. Оптимальним вирішальним правилом при оцінці цього показника є правило Байеса.

Наприклад, для багатовимірного нормального випадку для двох класів, коли апріорні ймовірності для кожного класу рівні, то байесовский рівень помилки визначається рівнянням:

$$P(e) = \frac{1}{\sqrt{2}\cdot\pi}\cdot\int_{r/2}^{\infty}\exp(-\frac{1}{2}\cdot u^2)du\,, \qquad (1)$$

де r^2 – квадратична махалонобісова відстань, яка дорівнює:

$$r^2 = (\mu_1 - \mu_2)^t \cdot \sum^{-1}\cdot(\mu_1 - \mu_2)\,, \qquad (2)$$

де μ_1, μ_2 – вектори-стовбці ознак першого та другого класу; $\sum$ – ковариаційна матриця.

Таким чином, ймовірність помилки зменшується при збільшенні r, прагнучи до нуля при спрямуванні r до нескінченності. У разі незалежних змінних $\sum = diag(\sigma_1^2,...,\sigma_d^2)$, маємо

$$r^2 = \sum_{i=1}^{d}(\frac{\mu_{i1} - \mu_{i2}}{\sigma_i})^2\,. \qquad (3)$$

Видно, що кожна з ознак кожного класу впливає на рівень ймовірності помилки. Найкращими в цьому сенсі є ті ознаки, у яких різниця середніх значень велика в порівнянні із стандартними відхиленнями.

При роботі з багатоспектральними даними, які характеризують коефіцієнти відбиття рослин, можуть застосовуватися методи часткового перебору, до яких відносять «послідовної селекції вперед», «послідовній селекції назад», «узагальнені» алгоритми селекції, «мінімальний» алгоритм, алгоритм «гілок і меж», алгоритм «стохастичного пошуку» і ін. Але вищезазначені методи не гарантують одержання оптимального результату [9]. Тому що, коефіцієнти відбиття рослин, в загальному випадку, є нерівноцінними та статистично залежними і при частковому переборі є вірогідність того, що велика частина варіантів складання наборів ознак виключається з розгляду. Тому використання алгоритмів часткового перебору не завжди доцільне, оскільки показники розпізнавання при їх застосуванні можуть погіршитись.

Загальна кількість наборів ознак у разі повного перебору визначається величиною

$$P = \sum_{i=1}^{m} C_m^i = 2^m - 1\,, \qquad (4)$$

де C_m^i – кількість поєднань з m по i; m – кількість поодиноких ознак в початковій системі; i=1,2,…,m.

2 ЕКСПЕРИМЕНТ І ОБРОБКА РЕЗУЛЬТАТІВ

Виміри спектральних коефіцієнтів відбиття проводилися на полі ТОВ «Агрофірма «Матвіївка», Вільнянського району, Запорізької області на початку червня при мінливій хмарності. Поле було засаджене корисною культурою – кукурудзою, яка на момент зняття вимірів мала вік 6–7 неділь після сходів. Окрім корисної культури на полі були присутні наступні бур'яни: амброзія, берізка, мишій, пирій, пастуша сумка, суріпиця і ін. Серед бур'янів, для подальшого дослідження, були відібрані мишій та амброзія, так як вони складали переважну долю бур'янів на полі. Переміщення об'єктива приймача спектрометра від однієї рослини до іншої в продовж рядка проводилося рівномірно, приблизно на постійній швидкості руху (0,5–1) м/с. Виміри спектральних характеристик рослин проводилися за допомогою приладу, який автоматично з періодом 1 s зберігав поточну інформацію (коефіцієнт відбиття і координати місця) і зовнішнього вигляду рослини. Пристрій для дослідження спектрів складався з: спектрометра Red Tide650 з волоконно-оптичним кабелем P200-2-UV-VIS і лінзою 74-VIS (фірма Ocean Optics); Web-камера A4Tech PK-838G для фотографування зображення рослин.

З усіх експериментальних даних, для подальшого дослідження було відібрано 2268 спектральних коефіцієнтів відбиття рослин. Критерієм відбору була можливість візуального визначення виду рослин по зображеннях і формі спектральної кривої (відсутність обмежень і надмірної зашумленності). Назва і кількість вибірок рослин, які були відібрані для подальшого дослідження, наведені в табл. 1.

Наступним етапом була обробка отриманих даних і визначення впливу кількості ознак на якість розпізнання рослин. Спектральні коефіцієнти відбиття рослин, які були отримані спектрометром, за допомогою написаного макросу були введені в програму Excel2010, в результаті чого було отримано 3 масиви чисел: матриця коефіцієнтів відбиття для кукурудзи – 699×256, матриця коефіцієнтів відбиття для мишію – 687×256 і матриця коефіцієнтів відбиття для амброзії – 882×256.

Далі, кожна з трьох матриць піддавалася нормуванню за лінійним законом

$$\omega_i = \frac{\mu_i - \mu_{i,\min}}{\mu_{i,\max} - \mu_{i,\min}}\,, \qquad (5)$$

де ω_i, μ_i – нормовані та виміряні спектральні коефіцієнти яскравості на довжині хвилі λ_i, відповідно;

Таблиця 1. Видовий склад досліджуваних рослин

Вид рослини	Латинська назва	Кількість екземплярів
Кукурудза	zea	699
Амброзія	Ambrósia artemisiifólia	882
Мишій	Setaria viridis	687
Усього		2268

$\mu_{i,\max}, \mu_{i,\min}$ – максимальні та мінімальні виміряні спектральні коефіцієнти яскравості.

Залежність нормованих коефіцієнтів відбиття, розрахованих по формулі (5), від довжини хвилі для кукурудзи, мишію і амброзії наведені на рис. 1.

Для визначення впливу кількості інформаційних ознак на якість розпізнавання рослинних об'єктів на 3 класи за експериментальними даними був використаний множинний лінійний дискримінантний аналіз Фішера, при проведенні якого для відбору найбільш інформативних ознак була виконана процедура покрокового включення змінних. Були розраховані значення класифікаційних матриць для кожного набору ознак, для окремих наборів ознак розраховували Wilks' Lambda, оцінено отриману систему класифікаційних рівнянь і адекватність отриманої моделі. Результати дослідження оброблені із застосуванням статистичного пакету програми «STATISTICA6.1® for Windows компанії StatSoft Inc, а також «Microsoft Excel 2003». Окремі статистичні процедури і алгоритми реалізовані у вигляді спеціально написаних макросів у відповідних програмах. Для усіх видів аналізу статистично значимими вважали відмінності при $p<0,05$.

Зменшення ознак проводили до тих пір поки ймовірність вірного розпізнавання однієї із рослини – кукурудзи, мишію, амброзії не стане менше 90 %. Відбір інформаційних ознак проводився в межах одного набору, тобто 183 ознаки відбиралися з початкового набору, що складав 256; 81 з 183; 73 з 81; 46 з 73 і т. д., поки не був досягнутий задовільний варіант для 5 ознак. Класифікаційна матриця для 4 ознак наводиться для констатації факту зменшення ймовірності вірного розпізнавання. Результати розрахунків наведені на рис. 2–6. На рисунках прийняті наступні скорочення: a – амброзія, k – кукурудза, m – мишій.

Значення ймовірностей вірного розпізнавання для 183, 81, 73, 46, 30 і 3 інформаційних ознак у вигляді класифікаційних матриць не наводяться, але враховуються при побудові графіка залежності усереднених значень ймовірностей в залежності від кількості ознак, який наводиться на рис. 7.

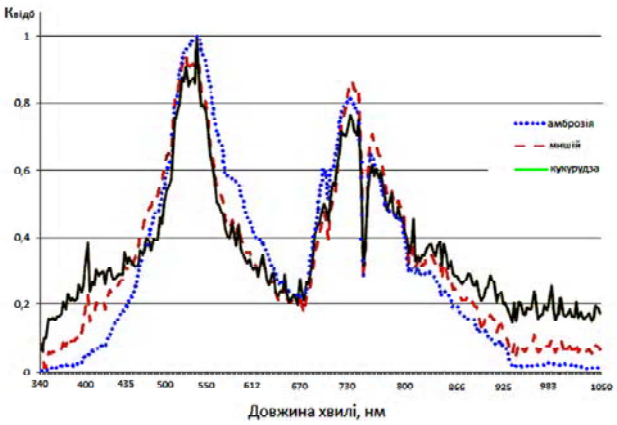


Рис. 1. Залежність нормованих коефіцієнтів відбиття від довжини хвилі для амброзії, мишію, кукурудзи

Classification Matrix (Вместе - амброзия, кукуруза, мышиий_6)
Rows: Observed classifications
Columns: Predicted classifications

Class	Percent Correct	k p=,3082	a p=,3889	m p=,3029
k	99,7139	697,0000	0,0000	2,0000
a	100,0000	0,0000	882,0000	0,0000
m	100,0000	0,0000	0,0000	687,0000
Total	99,9118	697,0000	882,0000	689,0000

Рис. 2. Класифікаційна матриця для апостеріорної ймовірності розпізнання рослин на три класи з використанням 256 ознак

Classification Matrix (Вместе - амброзия, кукуруза, мышиий_6)
Rows: Observed classifications
Columns: Predicted classifications

Class	Percent Correct	k p=,3082	a p=,3889	m p=,3029
k	91,98856	643,0000	4,0000	52,0000
a	98,52608	0,0000	869,0000	13,0000
m	96,94323	7,0000	14,0000	666,0000
Total	96,03175	650,0000	887,0000	731,0000

Рис. 3. Класифікаційна матриця для апостеріорної ймовірності розпізнання рослин на три класи з використанням 7 ознак

Classification Matrix (Вместе - амброзия, кукуруза, мышиий_6)
Rows: Observed classifications
Columns: Predicted classifications

Group	Percent Correct	k p=,30820	a p=,38889	m p=,30291
k	90,98712	636	6	57
a	96,71202	0	853	29
m	95,48763	13	18	656
Total	94,57672	649	877	742

Рис. 4. Класифікаційна матриця для апостеріорної ймовірності розпізнання рослин на три класи з використанням 5 ознак

Discriminant Function Analysis Summary (Вместе - амброзия, кукуруза, мышиий_6)
No. of vars in model: 5; Grouping: Var257 (3 grps)
Wilks' Lambda: ,08762 approx. F (10,4522)=1075,5 p<0,0000

N=2268	Wilks' Lambda	Partial Lambda	F-remove 2,2261	p-level	Toler.	1-Toler. (R-Sqr.)
401,25 nm	0,136166	0,643468	626,3854	0,000000	0,277691	0,722309
462,50 nm	0,158625	0,552362	916,1634	0,000000	0,195317	0,804683
643,49 nm	0,153340	0,571397	847,9831	0,000000	0,219237	0,780763
729,80 nm	0,112374	0,779700	319,4160	0,000000	0,217879	0,782121
866,23 nm	0,091586	0,956674	51,1982	0,000000	0,241093	0,758907

Рис. 5. Дані дискримінантного аналізу при класифікації рослин на три класи з використанням 5 ознак

Classification Matrix (Вместе - амброзия, кукуруза, мышиий_6)
Rows: Observed classifications
Columns: Predicted classifications

Group	Percent Correct	k p=,30820	a p=,38889	m p=,30291
k	83,54793	584	5	110
a	96,25851	0	849	33
m	91,41193	31	28	628
Total	90,87302	615	882	771

Рис. 6. Класифікаційна матриця для апостеріорної ймовірності розпізнання рослин на три класи з використанням 4 ознак

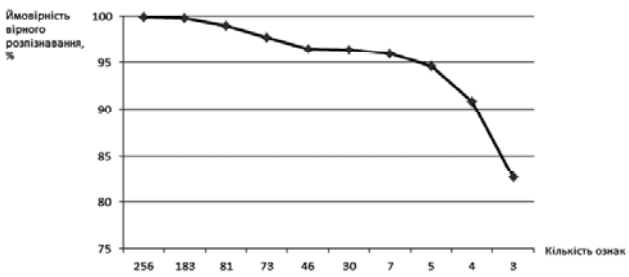


Рис. 7. Залежність ймовірності вірного розпізнання рослин (середньої за трьома класами) від кількості інформативних ознак

З вищенаведених розрахунків, видно, що прийнятним з точки зору якості розпізнавання рослинних об'єктів на три класи (кукурудза, мишій, амброзія) є зменшення кількості ознак до 5, при цьому ймовірність вірного розпізнавання для амброзії складає 96,71 %, для мишію 95,48 % і для кукурудзи – 90,98 %. При цьому найбільший вклад в дискримінаційну характеристику з 5 обраних ознак дає довжина хвилі 462,5 нм, суттєвий вклад дає також ознака з довжиною хвилею 643,49 нм. Їх сумарний внесок в загальний відсоток вірного розпізнавання рослини складає понад 64 %.

Серед обраних рослин, найкраще розпізнаванню піддається амброзія. Це може бути зумовлене геометрією листків, їх товщиною і щільністю, відносною наявністю пігментів (хлорофілу, каротинів, ксантофілів і ін). Зменшення ознак, в першу чергу, впливає на зменшення ймовірності вірного розпізнавання корисної культури – кукурудзи.

Також, при переборі ознак було встановлено, що кількість ознак може бути зменшена з 5 до 4, при цьому ймовірність розпізнавання для кожного класу не буде нижче ніж задана (90 %). Також, для випадку 4 ознак, були встановлені оптимальні ознаки – довжини хвиль, якими є: 395,68 нм, 462,5 нм, 643,49 нм і 729,8 нм. Кожна з чотирьох довжин хвиль змінювалась в диапазоні ±50 нм, в різних комбінаціях. Для допуску ±50 нм для кожної довжини хвилі, ймовірності вірного розпізнавання суттєво не змінювались і для кожної рослини були більше 90 %. На рисунках 8 і 9 наводяться класифікаційна матриця і дані дискримінантного аналізу для випадку 4 ознак (вони відрізняються від набору ознак, що наводився на рисунку 5). При спробі зменшити кількість ознак до 3 для цього набору ознак, ймовірність вірного розпізнавання для амброзії склала 99,43 %, для мишію 97,23 %, для кукурудзи 85,4 %, що не є задовільним для встановленого рівня відповідності.

ВИСНОВКИ

В результаті проведених експериментальних досліджень, було встановлено що кількість інформаційних ознак можна зменшити до 4 при вдалому переборі початкових ознак. Зменшення ознак дасть можливість зменшити вартість класифікатора, спростить його схему, підвищить надійність. Так, при обраних 4 довжинах хвиль (ознаках):

Classification Matrix (Вместе - амброзия, кукуруза, мышиий_6)
Rows: Observed classifications
Columns: Predicted classifications

Group	Percent Correct	k p=,30820	a p=,38889	m p=,30291
k	94,42060	660	0	39
a	99,31973	0	876	6
m	97,52547	11	6	670
Total	97,26631	671	882	715

Рис. 8. Класифікаційна матриця для апостеріорної ймовірності розпізнання рослин на три класи з використанням 4 ознак

Discriminant Function Analysis Summary (Вместе - амброзия, кукуруза, мышиий_6)
No. of vars in model: 4; Grouping: Var257 (3 grps)
Wilks' Lambda: ,06223 approx. F (8,4524)=1701,4 p<0,0000

N=2268	Wilks' Lambda	Partial Lambda	F-remove 2,2262	p-level	Toler.	1-Toler. (R-Sqr.)
395,68 nm	0,385701	0,161343	5878,929	0,00	0,483373	0,516627
462,50 nm	0,119004	0,522925	1031,833	0,00	0,205325	0,794675
643,49 nm	0,110512	0,563109	877,493	0,00	0,229644	0,770356
729,80 nm	0,080304	0,774930	328,487	0,00	0,582314	0,417687

Рис. 9. Дані дискримінантного аналізу при класифікації рослин на три класи з використанням 4 ознак

395,68 нм, 462,5 нм, 643,49 нм і 729,8 нм, ймовірність вірного розпізнавання для амброзії складає 99,31 %, для мишію 97,52 % і для кукурудзи – 94,42 %. Найбільший вклад в дискримінаційну характеристику з 4 обраних ознак дає довжина хвилі 395,68 нм, внесок в загальний відсоток вірного розпізнавання рослини якої складає 72,4 %.

Підсумовуючи отримані результати, можна сказати, що для впевненого адекватного розпізнавання виду рослини серед трьох обраних (кукурудзи, амброзії, мишію) достатньо 4 ознаки. При цьому перша ознака повинна належати довжині хвилі ≈ (400±50) нм, друга – ≈ (460±50) нм, третя – ≈ (640±50) нм і четверта ознака – ≈ (750±50) нм.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. *Рачкулик, В. И.* Отражательные свойства и состояние растительного покрова / В. И. Рачкулик, М. В. Ситникова. – Л. : Гидрометеоиздат, 1981. – 287 с.
2. *Медведев, А. В.* Непараметрические системы адаптации / Медведев А. В. – Новосибирск : Наука, 1983. – 174 с.
3. *Пиза, Д. М.* Выбор наборов признаков для распознавания растительных объектов / Д. М. Пиза, С. В. Морщавка // Системний аналіз, управління і інформаційні технології: Вісник Харківського державного політехнічного університету. Збірка наукових праць. Випуск 97. – Харків : ХДПУ. – 2000. – С. 69–74.
4. *Daridi, F.* Parameterless genetic algorithms: review and innovation / F. Daridi, N. Kharma, J. Salik // IEEE Canadian Review. Summer. – 2004. – No. 47. – P. 19–23.
5. *Сергиенко, Р. Б.* Исследование эффективности коэволюционного генетического алгоритма условной оптимизации / Р. Б. Сергиенко // Вестник Сибирского государственного аэрокосмического университета имени академика М. Ф. Решетнева. – № 3 (24). – 2009. – С. 31–36.
6. *Дорожко, Г. Р.* Стратегия и тактика борьбы с сорной растительностью / Г. Р. Дорожко, В. М. Пенчуков, О. И. Власова // Политематический сетевой электронный научный журнал кубанского государственного аграрного

университета (Научный журнал КубГАУ) [Электронный ресурс]. – Краснодар : КубГАУ, 2012. – №01 (75). – С. 111–121. – Режим доступа: http://ej.kubagro.ru/2012/01/pdf/38.pdf
7. *Загоруйко, Н. Г.* Методы распознавания и их применение / Загоруйко Н. Г. – М. : Сов. радио, 1972. – 270 с.
8. *Толчельников, Ю. С.* Оптические свойства ландшафта / Толчельников Ю. С. – Л. : Наука, 1974. – 212 с.
9. *Дуда, Р.* Распознавание образов и анализ сцен / Р. Дуда, П. Харт. – М. : Мир, 1976. – 326 с.
10. Прикладная статистика. Классификация и снижение размерности. Справочное издание / [Айвазян С. А., Бухштабер В. М., Енюков И. С., Мешалкин Л. Д.]. – М. : Финансы и статистика, 1989. – 607 с.

Стаття надійшла до редакції 09.12.2013.

Шама Е. А.
Аспирант, Запорожский национальный технический университет, Украина

МИНИМИЗАЦИЯ КОЛИЧЕСТВА ИНФОРМАТИВНЫХ ПРИЗНАКОВ ПРИ ПОСТРОЕНИИ КЛАССИФИКАТОРА РАСТИТЕЛЬНЫХ ОБЪЕКТОВ

В статье показанная возможность уменьшения количества информативных признаков с начальных 256 значений до 4 при построении классификатора растительных объектов по результатам дистанционного зондирования. Для построения распознавательной модели был использован множественный линейный дискриминантный анализ Фишера. Для выбранного набора данных, установлены оптимальные диапазоны признаков.

Ключевые слова: распознавание, спектральные коэффициенты яркости, признаки, классификатор.

Shama E. O.
Post-graduate student, Zaporizhian National Technical University, Ukraine

MINIMIZATION OF THE NUMBER OF INFORMING SIGNS WHEN CONSTRUCTING THE CLASSIFIER OF VEGETABLE OBJECTS

In the article a possibility is considered as to decrease information features at discrimination of vegetable objects. The multiple discriminant Fisher analysis with step-by-step inclusion of variables was used as an algorithm of discrimination. The information features were selected on the basis of the subjectively individual approach. The features were selected from frequency areas in which there existed the greatest difference by a reflection coefficient value between spectral reflection coefficients for each kind of plants. The special-purpose literature on these themes was also taken into account. For the analysis of the discrimination efficiency by the classifier of plants (for a different amount of features) a probability of plant proper discrimination was used. A minimum admissible level of the correct detection probability for each kind was set as 90 %. For investigation there were used the real reflection coefficients of plants – maize, bristlegrass and ambrosia that were measured in field conditions.

Keywords: recognition, spectral brightness coefficients, signs, classifier.

REFERENCES

1. Rachkulic V. I., Sitnikova M. V. Otrazhatelnie svoystva rastitelynogo pokrova. Leningrad, Gidrometeoizdat, 1981, 287 p.
2. Medvedev A. V. Neparametricheskie sistemy adaptacii. Novosibirsk, Nauka, 1983, 174 p.
3. Piza D. M., Morshchavka S. V. Vybor naborov priznakov dlya raspoznavanie rastitelnih obektov. Sistemnyi analiz, upravlinnya i informatsiyni tehnologii: *Visnyk Kharkivskogo derzhavnogo politehnichnogo universitetu. Zbirka naukovyh prats*, Vypusk 97, Kharkiv, HDPU, 2000, pp. 69–74.
4. Daridi F., Kharma N., Salik J. Parameterless genetic algorithms: review and innovation, *IEEE Canadian Review. Summer,* 2004, No. 47, pp. 19–23.
5. Sergienko R. B. Issledovanie effektivnosti koevolyutsionnogo geneticheskogo algoritma uslovnoi optimizatsii, *Vestnik Sibirskogo gosudarstvennogo aerokosmicheskogo universiteta imeni akademika M.F. Reshetneva,* 2009, No. 3 (24), pp. 31–36.
6. Dorozhko G. R., Penchukov V. M., Vlasova O. I. Strategiya i taktika borby s sornoy rastitelnostyu, *Politematicheskiy setevoi elektronnyi nauchnyi zhurnal kubanskogo agrarnogo gosudarstvennogo* (Nauchnyi zhurnal KubGAU) [Elektronnyi resurs], Krasnodar, KubGAU, 2012, No. 01 (75), pp. 111–121, Rezhim dostupa: http://ej.kubagro.ru/2012/01/pdf/38.pdf
7. Zagoruyko N. G. Metody raspoznavaniya i ih primeneniye. Moscow, Sov. Radio, 1972, 270 p.
8. Tolchelnikov U. S. Opicheskie svoystva landshafta. Leningrad, Nauka, 1974, 212 p.
9. Duda R., Hart P. Raspoznavanie obrazov i analiz stsen. Moscow, Mir, 1976, 326 p.
10. Aivazyan S. A., Buhshtaber V. M., Yenyukov I. S. Meshalkin L. D. Prikladnaya statistika. Klassifikatsiya i snizheniye razmernosti. Spravochnoe izdaniye. Moscow, Finansy i statistika, 1989, 607 p.

УДК 624.07:621.396

Шило Г. М.[1], Сиротюк О. В.[2], Савелло А. Є.[3], Лопатка Ю. А.[4], Арєшкін Є. К.[5], Гапоненко М. П.[6]

[1]Канд. техн. наук, доцент, Запорізький національний технічний університет, Україна, Email: shilo.gn@gmail.com
[2]Асистент, Запорізький національний технічний університет, Україна
[3]Начальник сектора, «Хартрон-ЮКОМ», Запоріжжя, Україна
[4]Студентка, Запорізький національний технічний університет, Україна
[5]Студент, Запорізький національний технічний університет, Україна
[6]Канд. техн. наук, доцент, Запорізький національний технічний університет, Україна

ДОСЛІДЖЕННЯ МАСОГАБАРИТНИХ І ТЕПЛОВИХ ХАРАКТЕРИСТИК ГЕРМЕТИЧНИХ БЛОКІВ РАДІОЕЛЕКТРОННИХ АПАРАТІВ

Досліджено залежність об'єму, маси та масогабариту від кількості плат і відстані між ними у герметичних блоках радіоелектронних апаратів. Показано, що оптимізація несучих конструкцій може зменшити масогабаритні показники у 1,5–3 рази порівняно з одноплатною компоновкою. Аналізується залежність максимальної температури на кожній платі від відстаней між платами. Найгірший тепловий режим спостерігається при відстані між платами 2–5 мм. Моделювання теплових режимів здійснювалось програмними засобами інженерного аналізу.

Ключові слова: герметичні блоки, несучі конструкції, компоновка, масогабаритні і теплові характеристики, програмні засоби, інженерний аналіз, оптимізація.

ВСТУП

Проектування радіоелектронних апаратів відбувається з урахуванням потреб споживачів у розширенні функціональних можливостей пристроїв і зменшенні їх габаритів та маси. Функціональні можливості забезпечуються на етапі схемотехнічного проектування, коли визначається перелік електрорадіоелементів і, відповідно, їх габарити та маса. Однак масогабаритні показники пристроїв можуть значно перевищувати загальний об'єм та масу електрорадіоелементів у зв'язку з необхідністю використання несучих конструкцій для розміщення електрорадіоелементів та функціональних вузлів [1, 2].

Формування масогабаритних показників несучих конструкцій відбувається на етапі компоновки апаратури. На цьому етапі вибираються відстані між електрорадіоелементами, розміри плат та відстані між ними, розміри корпусних елементів та спосіб захисту від зовнішніх впливів. Компоновка проводиться з урахуванням обмежень на максимально допустиму температуру електрорадіоелементів і погіршення теплового режиму при зменшені габаритів пристроїв [3, 4].

Особливо високі теплові навантаження виникають у герметичних блоках, які часто використовуються у бортовій радіоелектронній апаратурі з жорсткими масогабаритними обмеженнями. Такі блоки часто мають герметичну етажерну конструкцію з високими значеннями коефіцієнта заповнення блока і відсутністю сполучення зовнішнього і внутрішнього теплоносіїв. З точки зору обчислення теплових режимів радіоелектронні пристрої мають надзвичайно складну конструкцію. Внаслідок цього інформація про розподіл температури в блоках радіоелектронних апаратів визначалась тільки в процесі експериментальних досліджень, що призводило до утворення неоптимальних конструкцій і збільшенні термінів проектування радіоелектронних апаратів.

Можливість вирішення цієї проблеми з'явилась з появою програмних засобів інженерного аналізу [5, 6]. Досвід застосування цих засобів показав, що вони є ефективними для дослідження теплових режимів радіоелектронних апаратів та їх оптимізації [7–10]. Але одночасного дослідження масогабаритних і теплових характеристик радіоелектронних апаратів не проводилось, що ускладнює розробку методик і алгоритмів оптимізації несучих конструкцій.

Метою роботи є дослідження зв'язку масогабаритних показників і теплових режимів герметичних блоків етажерної конструкції. Для вирішення поставленої задачі необхідно:

– розробити спрощену конструкцію і теплову модель герметичного блока етажерної конструкції ;

– дослідити масогабаритні показники різних стратегій оптимізації;

– дослідити теплові характеристики герметичних блоків етажерної конструкції.

Результати таких досліджень можуть використовуватися для вибору параметрів несучих конструкцій за оптимальними масогабаритними показниками.

1 КОНСТРУКЦІЯ ГЕРМЕТИЧНОГО БЛОКА

Для визначення узагальнених властивостей процедур компоновки необхідно використовувати спрощені конструкції пристроїв, які містять узагальнені елементи. При аналізі масогабаритних показників спрощена конструкція блока не враховує масу і габарити електрорадіоелементів, з'єднувачів і елементів об'ємного монтажу. Габарити електрорадіоелементів враховуються відповідною

© Шило Г. М., Сиротюк О. В., Савелло А. Є., Лопатка Ю. А., Арєшкін Є. К., Гапоненко М. П., 2013

відстанню між друкованими платами. В конструкції також відображено, що усі плати мають однакові розміри. Ці припущення враховуються у спрощеній конструкції герметичного блока етажерної конструкції, показаного на рис. 1, де позначено: 1 – кришка корпусу; 2 – друковані плати; 3 – стояки; 4 – основа корпусу.

Об'єм герметичного блока визначається співвідношенням:

$$V = L_1 L_2 L_3, \quad (1)$$

де L_1, L_2 і L_3 – ширина, довжина і висота корпусу.

Розміри корпусу обчислюються через параметри елементів конструкцій з допомогою співвідношень:

$$L_1 = l_1 + 2a + 2d_к; \; L_2 = l_2 + 2b + 2d_к;$$

$$L_3 = h_0 + nd_п + (n-1)h_п + h_к, \quad (2)$$

де l_1 і l_2 – довжина і ширина друкованої плати; a і b – відстань плат від бокових стінок кришки корпусу; $d_к$ – товщина кришки корпусу; n – кількість друкованих плат; $h_о$ і $h_к$ – відстань плати від основи корпусу та верхньої стінки кришки корпусу; $h_п$ – відстань між платами.

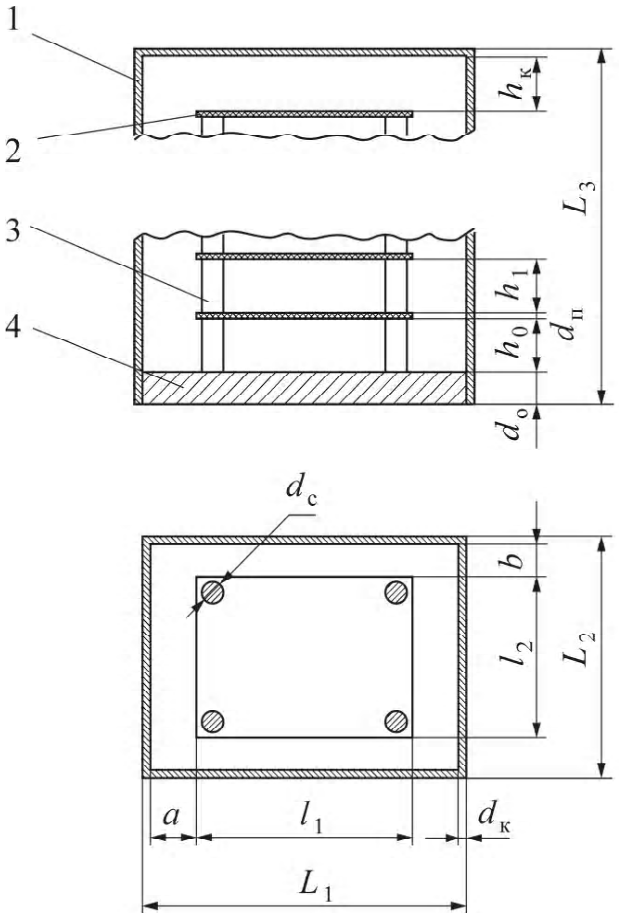


Рис. 1. Спрощена конструкція герметичного блока

Площа поперечного перерізу корпусу досягає мінімального значення при виконанні умов:

$$l_1 = \sqrt{S_п \frac{a+d_к}{b+d_к}}; \; l_2 = \sqrt{S_п \frac{b+d_к}{a+d_к}}, \quad (3)$$

де $S_п$ – площа плати.

Площа кожної плати обчислюється з урахуванням монтажної площі усіх електрорадіоелементів, кількості плат, кількості стояків і їх площі поперечного перерізу:

$$S_п = \frac{S_е}{n} + mS_с, \quad (4)$$

де $S_е$ – загальна монтажна площа, яку електрорадіоелементи займають на усіх платах; m – кількість стояків, на яких закріплюються плати; $S_с$ – площа поперечного перерізу стояка.

При обчисленні маси блока враховувались маса основи і кришки корпусу, маса плат і стояків:

$$m_Б = m_о + m_к + m_п + m_с, \quad (5)$$

де $m_Б$– маса блока; $m_о$ і $m_к$, $m_п$ і $m_с$ – маса основи і кришки корпусу, плат і стояків.

Доданки у співвідношенні (5) обчислюються з допомогою виразів:

$$m_о = \rho_о (L_1 - 2d_к)(L_2 - 2d_к) \cdot d_о;$$

$$m_К = \rho_к d_к [2(L_1 + L_2 - d_к) L_3 + (L_1 - 2d_к)(L_2 - 2d_к)];$$

$$m_п = \rho_п l_1 l_2 d_п; \; m_с = \rho_с m [h_о + (n-1)h_п] S_с, \quad (6)$$

де $\rho_о$ і $\rho_к$, $\rho_п$ і $\rho_с$ – густина матеріалу основи і кришки корпусу, друкованих плат і стояків; $d_о$– товщина основи корпусу.

Співвідношення (1), (6) використовуються для обчислення масогабаритних показників герметичних блоків етажерної конструкції.

2 ДОСЛІДЖЕННЯ МАСОГАБАРИТНИХ ПОКАЗНИКІВ

Масогабаритні показники блоків радіоелектронних апаратів оцінюються їх об'ємом, масою та масогабаритом – добутком маси і об'єму блока. Останній параметр є аналогом співвідношення ціна/якість, якщо вважати, що маса блока визначає його вартість, а якість пристрою обернена до об'єму блока. Дослідження масогабаритних показників проводилось аналізом масогабаритних характеристик блока, що утворюється як залежність масогабаритних показників від кількості друкованих плат та відстані між ними. У відповідності із масогабаритними показниками утворюються характеристики: габаритна, несуча та масогабаритна.

Габаритні характеристики блока утворювались як сім'я графіків залежності об'єму корпусу (в літрах) від кількості друкованих плат. У зв'язку з великою кількістю параметрів у співвідношеннях (1) та (6), аналіз масогабаритних характеристик проводиться з урахуванням деяких конструктивних обмежень. Обчислення проводиться при товщинах $d_к = d_п = 2$ мм, $d_о = 7$ мм, діаметр стояка мав значення $d_с = 7$ мм, а загальна площа усіх електрорадіоелементів – $S_е = 0{,}04$ мм^2. Відстань плат від бокових стінок кришки корпусу вибиралась однаковою $a = b = 5$ мм. Однаковими також задавались відстані між платами, а відстані плат від основи та кришки корпусу не змінювались і дорівнювали $h_о = 20$ мм, $h_к = 10$ мм. Обчислені при вказаних конструктивних обмеженнях габаритні характеристики герметичного блока етажерної конструкції показані на рис. 2.

Із рис. 2 видно, що залежність об'єму блока від кількості плат має мінімум при кількості плат $n = 5 – 7$. Порівняно з одноплатними блоками оптимізація кількості плат дозволяє зменшити об'єм блока на 40–60 %. Оптимізація можлива при будь-якій відстані між друкованими платами.

Несучі характеристики блока утворювалися як сім'я залежностей маси корпусу від кількості друкованих плат. Обчислені з допомогою співвідношення (5) і (6) несучі характеристики герметичного блока надаються на рис. 3. При обчисленнях враховувалось, що стояк, кришка і основа корпусу виготовлялися з алюмінію густиною $\rho = 2700$ кг/м^3, а багатошарові друковані плати мають густину $\rho = 1800$ кг/м^3.

Із рис. 3 видно, що збільшення кількості плат є ефективним заходом зменшення маси блока. Вибором кількості плат маса блока зменшується у 1,5–2,5 рази порівняно з одноплатним корпусом. Така ефективність обумовлена зменшенням площі основи корпусу, яка має значну товщину для забезпечення механічної міцності конструкції і герметизації з'єднувачів. Екстремальні значення на несучих характеристиках спостерігаються при менших значеннях кількості плат порівняно з габаритними характеристиками.

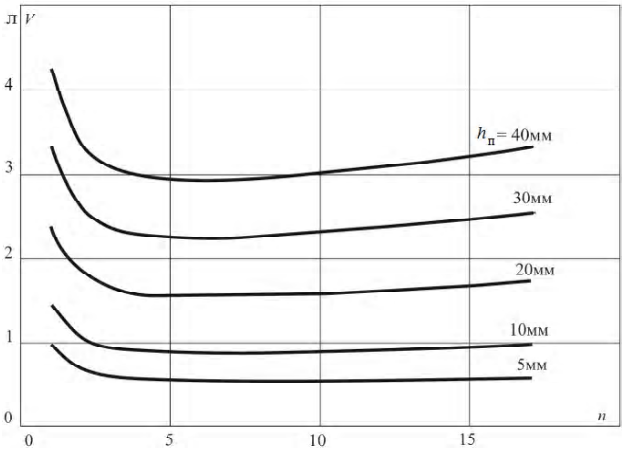


Рис. 2. Габаритні характеристики герметичного блока

Масогабаритні характеристики утворюються як сім'я залежностей масогабариту (добуток маси та об'єму блока) від кількості друкованих плат. Обчислені за допомогою співвідношень (1)–(6) масогабаритні характеристики досліджуваного блока показані на рис. 4.

Із рис. 4 видно, що екстремальні значення кількості плат на масогабаритних характеристиках зменшуються і лежать в діапазоні від 3 до 5 друкованих плат. Значення оптимального масогабариту у 2–3 рази менше масогабариту одноплатного корпусу.

Аналогічні габаритні, несучі і масогабаритні характеристики мають герметичні блоки етажерної конструкції із іншими параметрами основи, кришки корпусу, стояка і друкованої плати. Ці характеристики можуть використовуватися при оптимізації компоновки блока для вибору кількості друкованих плат. Вибір відстаней між платами проводиться з урахуванням теплових режимів блоків. Для цього використовуються теплові характеристики радіоелектронних пристроїв.

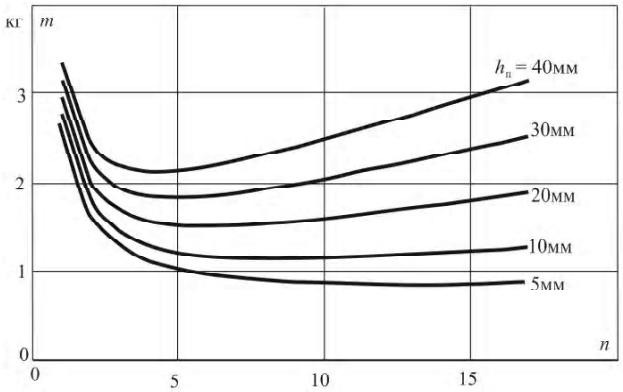


Рис. 3. Несучі характеристики герметичного блока

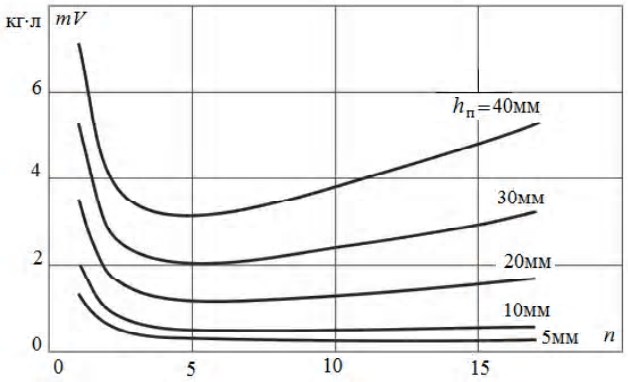


Рис. 4. Масогабаритні характеристики герметичного блока

3 ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕПЛОВИХ РЕЖИМІВ

Дослідження теплових режимів проводилось програмними засобами інженерного аналізу [5]. Для цього утворювалися теплові моделі, в яких використовувались припущення:

– відвід тепла від блока у навколишнє середовище відбувається тільки конвекцією та випромінюванням у

повітряному просторі, в середині блока враховується також кондуктивний механізм передачі тепла;

– герметичний блок заповнюється аргоном;

– розподіл густини теплового потоку по поверхні друкованих плат задавався однаковим і рівномірним на усіх платах;

– металізація багатошарових друкованих плат враховувалася анізотропією коефіцієнтів теплопровідності у аксіальному та радіальному напрямках, інші матеріали вважалися однорідними та ізотропними;

– друковані плати, розташовувались у блоці горизонтально, що відповідає найгіршому тепловому режиму.

Дослідження теплового режиму блоків проводилось при кількості плат $n = 3$. В процесі досліджень задавалась температура навколишнього середовища $t_с = 50\,°C$ і коефіцієнт чорноти усіх поверхонь $\varepsilon = 0{,}91$. Коефіцієнт теплопровідності стояків, основи і кришки корпусу дорівнював $\lambda_к = 140$Вт/м·К. Багатошарові друковані плати мали коефіцієнт теплопровідності $\lambda_п = 2(20)$Вт/м·К відповідно у аксіальному та радіальному напрямках. На кожній друкованій платі розсіювалась потужність $P = 2$Вт. Моделювання розподілу температур в герметичному блоці етажерної конструкції проводилось в середовищі Solid Works за допомогою модуля Flow Simulation. Досліджувався розподіл температур на елементах конструкції блока при зміні відстані між друкованими платами.

В процесі досліджень з'ясовано, що при зазначених потужностях перепад температури по поверхні блока не перевищує 0,16°С. Основні перепади температури виникали між поверхнею корпусу і навколишнім середовищем (до 14°С), а також по стояку (до 10°С). Максимальне значення температури спостерігалось у центрі середньої друкованої плати і досягало 72°С при відстані між платами $h_п = 5$мм. Це значення температури може бути критичним для поверхні корпусів деяких електрорадіоелементів.

За результатами досліджень утворювались теплові характеристики герметичного блока, як сім'я залежностей теплового опору плат від відстані між платами:

$$R_{пi} = \frac{t_{пi} - t_с}{P_б},$$

де $R_{пi}$– тепловий опір між центром i-тої плати і навколишнім середовищем; $t_{пi}$ – температура в центрі i-тої друкованої плати; $P_б$ – загальна потужність, що розсіюється усіма платами блока.

Утворені теплові характеристики герметичного блока із зазначеними параметрами елементів конструкції надаються на рис. 5, де графіки 1, 2 і 3 відповідають нижній, середній і верхній платам.

Приведені на рис. 5 теплові характеристики показують, що найбільші теплові опори утворюються при відстані між платами 2–5 мм. Поява цих екстремальних ділянок обумовлена фізичними процесами поблизу поверхні твердого тіла, де утворюється шар нерухомого теплоносія через який тепловий потік в навколишнє середовище передається теплопровідністю. Збільшення

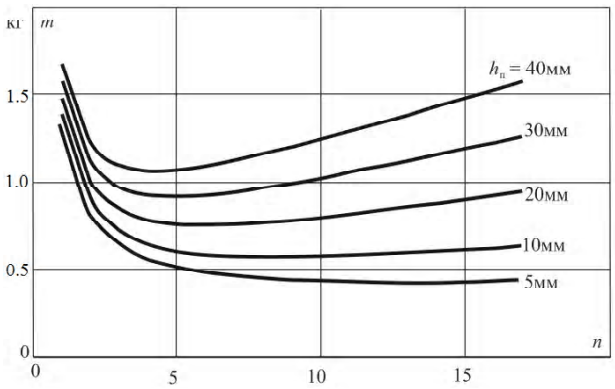


Рис. 5. Теплові характеристики герметичного блока

відстані між платами утворює умови для руху теплоносія, появи конвективного теплопереносу і зменшення теплового опору. Цьому сприяє також збільшення поверхні корпусу.

Дослідження теплового режиму плат показало, що в герметичному корпусі найбільш теплонавантаженою є середня плата із тепловим опором $R_п$=3,66 К/Вт при відстані між платами $h_п = 5$ мм. Максимальне значення теплового опору нижньої плати на 15 % нижче теплового опору середньої плати, збільшення відстані між платами суттєво впливає на їх тепловий опір. При відстані між платами $h_п = 40$ мм тепловий опір середньої плати зменшується до $R_п$=2,4 К/Вт, що відповідає температурі у центрі середньої плати $t_п = 64{,}4\,°C$. Відстаням між платами 2–5 мм відповідає температура 72°С. Зазначені теплові режими задовольняють умовам експлуатації більшості електрорадіоелементів при температурі навколишнього середовища $t_с = 50$°С. Але збільшення потужності може призвести до перевищення температури корпусів електрорадіоелементів над допустимими.

Теплові характеристики можуть використовуватись при компоновці і оптимізації герметичних блоків етажерної конструкції для визначення відстаней між друкованими платами. Застосовуються ці характеристики після визначення кількості плат з допомогою габаритних, несучих чи масогабаритних характеристик в залежності від стратегії оптимізації: мінімальної маси, мінімального об'єму чи масогабариту.

ВИСНОВКИ

Дослідження стратегій компоновки герметичних блоків етажерної конструкції показало, що зміна кількості друкованих плат дозволяє значно покращити масогабаритні показники блоків. Збільшення кількості плат може зменшити ці показники у 1,5–3 рази в залежності від стратегії компоновки. Для вибору кількості плат використовуються габаритні, несучі і масогабаритні характеристики. В першому випадку відбувається оптимізація об'єму блока. У другому і третьому випадках оптимізується маса блока та його масогабарит – добуток маси на об'єм блока. Можна вважати, що масогабарит характеризує співвідношення ціна/якість апаратури.

Дослідження теплових характеристик герметичних блоків показало, що найбільш теплонавантаженими є електрорадіоелементи розташовані на середніх платах герметичного блока. Теплові характеристики блоків мають екстремальні ділянки при відстанях між платами 2–5 мм, що обумовлено фізичними процесами поблизу поверхні твердого тіла, де утворюється шар нерухомого теплоносія, через який передається тепловий потік в навколишнє середовище. Подальше збільшення цих відстаней утворює зони рухомого теплоносія, збільшує поверхню корпуса і зменшує перегрів плат.

При щільній упаковці плат у блоці температури корпусів елементів можуть перевищувати гранично допустимі значення. Збільшення теплових потоків можливо при збільшенні відстані між платами, погіршенні масогабаритних показників блоків або використанні додаткових тепловідводів.

Утворені теплові характеристики можуть використовуватись при компоновці герметичних блоків етажерної конструкції для визначення відстаней між друкованими платами. Застосовуються ці характеристики після визначення кількості плат з допомогою габаритних, несучих чи масогабаритних характеристик в залежності від стратегії оптимізації.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. *Лутченков, Л. С.* Автоматизированное проектирование несущих конструкций радиоэлектронных средств. – М. : Радио и связь, 1991. – 204 с.
2. *Овсищер, П. И.* Несущие конструкции радиоэлектронной аппаратуры / П. И. Овсищер, Ю. В. Голованов. – М. : Радио и связь, 1988. – 232 с.
3. *Дульнев, Г. Н.* Тепло- и массообмен в радиоэлектронной аппаратуре. – М. : Высш. шк., 1984. – 247 с.
4. *Цветков, Ф. Ф.* Тепломассообмен : учебное пособие для вузов / Ф. Ф. Цветков, Б. А. Григорьев. – М. : Издательство МЭИ, 2005. – 550 с.
5. *Алямовский, А. А.* Инженерные расчеты в SolidWorks Simulation. – М. : ДМК Пресс, 2010. – 464 с.
6. *Данилов, Ю.* Практическое использование NX / Ю. Данилов, И. Артамонов. – М. : ДМК Пресс, 2011. – 332 с.
7. *Верлань, А. Ф.* Компьютерное моделирование процессов передачи тепла в перспективных базовых несущих конструкциях стоечного типа с тепловыми трубами/ А. Ф Верлань, И. О. Горошко, Ю. Е. Николаенко // Математические машины и системы. – 2008. – № 2. – С. 90–99.
8. *Шило, Г. Н.* Проектирование радиаторов с оптимальными массогабаритными параметрами / Г. Н. Шило, Е. В. Огренич, Н. П. Гапоненко // Технология и конструирование в электронной аппаратуре. – 2011. – № 1–2. – С. 30–33.
9. Оптимизация объема герметичных блоков радиоэлектронной аппаратуры / Н. П. Гапоненко, О. В. Сиротюк, Е. В. Огренич [та ін.] // Прикладная радиоэлектроника. – 2012. – № 3. – С. 455–458.
10. Thermal modeling and analysis of a power device heat sinks / [Farcas C., Ciocan I., Petreus D., Palaghita N.] // IEEE 18th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME) 25–28 Oct. 2012. – 2012. – С. 217–222.

Стаття надійшла до редакції 15.04.2013.
Після доробки 14.10.2013.

Шило Г. Н.[1], Сротюк О. В.[2], Савелло А. Е.[3], Лопатка Ю. А.[4], Арешкин Е. К.[5], Гапоненко Н. П.[6]
[1]Канд. техн. наук, доцент, Запорожский национальный технический университет, Украина
[2]Ассистент, Запорожский национальный технический университет, Украина
[3]Начальник сектора, «Хартрон-ЮКОМ», Запорожье, Украина
[4]Студентка, Запорожский национальный технический университет, Украина
[5]Студент, Запорожский национальный технический университет, Украина
[6]Канд. техн. наук, доцент, Запорожский национальный технический университет, Украина

ИССЛЕДОВАНИЕ МАССОГАБАРИТНЫХ И ТЕПЛОВЫХ ХАРАКТЕРИСТИК ГЕРМЕТИЧНЫХ БЛОКОВ РАДИОЭЛЕКТРОННОЙ АППАРАТУРЫ

Исследована зависимость объема, массы и масогабарита от количества плат и расстояния между ними в герметичных блоках радиоэлектронных аппаратов. Показано, что оптимизация несущих конструкций может уменьшить массогабаритные показатели в 1,5–3 раза по сравнению с одноплатной компоновкой. Анализируется зависимость максимальной температуры на каждой плате от расстояний между платами. Худший тепловой режим наблюдается при расстоянии между платами 2–5 мм. Моделирование тепловых режимов осуществлялось программными средствами инженерного анализа.

Ключевые слова: герметичные блоки, несущие конструкции, компоновка, массогабаритные и тепловые характеристики, программные средства, инженерный анализ, оптимизация.

Shilo G. M.[1], Sirotuk O. V.[2], Savello A. E.[3], Lopatka J. A.[4], Areshkin E. K.[5], Gaponenko M. P.[6]
[1]Philosophy Doctor, associate professor, Zaporizhian National Technical University, Ukraine
[2]Assistant of professor, Zaporizhian National Technical University, Ukraine
[3]Head of Department of Research and Production Enterprise Smc «Hartron-Ucom Ltd», Ukraine
[4]Student, Zaporizhian National Technical University, Ukraine
[5]Student, Zaporizhian National Technical University, Ukraine
[6]Doctor, associate professor, Zaporizhian National Technical University, Ukraine

RESEARCHING THE MASS, SIZE AND THERMAL CHARACTERISTICS OF ELECTRONIC DEVICE SEALED UNIT

The dependence of volume, mass and size on the number of boards and the distance between them in sealed unit of electronic devices is researched. Mass and size characteristics are calculated excluding the mass of electronic components, wiring harness and connectors. During packaging the total mounting of electronic components does not change. Dimensions of each board are included the rock areas and guard bend at the board boundaries. The square boards are used to reduce the volume.

Overall dimensions of the unit are given as the family of block volume dependencies on the number of boards if range of board-distances is equal from 5 to 40 mm. The minimum volume of the unit is provided from 5–7 boards. Then the volume is reduced by 1,5–2 times in comparison with one-board units. The mass of the block is reduced 1,5–3 times under the same conditions.

The dependence of maximal temperature on each board from distance between the boards is analyzed. The temperature mode is the worst if distances between the boards are from 2 to 5 mm.

The research of the mass, size and thermal characteristics has allowed to reduce design errors and to improve the quality of the electronic device design simultaneously.

Keywords: sealed units, supporting structures, layout, thermal characteristics, software, engineering analysis, optimization.

REFERENCES

1. Lutchenkov L. S. Avtomatizirovannoe proektirovanie nesushhix konstrukczij radioe'lektronny'x sredstv. Moscow, Radio i svyaz', 1991. – 204 s.
2. Ovsishher P. I., Golovanov Yu. V. Nesushhie konstrukczii radioe'lektronnoj apparatury'. Moscow, Radio i svyaz', 1988, 232 p.
3. Dul'nev G. N. Teplo- i massoobmen v radioe'lektronnoj apparature. Moscow, Vy'ssh. shk., 1984, 247 p.
4. Czvetkov F. F., Grigor'ev B. A. Teplomassoobmen: Uchebnoe posobie dlya vuzov. Moscow, Izdatel'stvo ME'I, 2005, 550 p.
5. Alyamovskij A. A. Inzhenerny'e raschety' v SolidWorks Simulation. Moscow, DMK Press, 2010, 464 p.
6. Danilov Yu., Artamonov I. Prakticheskoe ispol'zovanie NX. Moscow, DMK Press, 2011, 332 p.
7. Verlan' A. F., Goroshko I. O., Nikolaenko Yu. E. Komp'yuternoe modelirovanie proczessov peredachi tepla v perspektivny'x bazovy'x nesushhix konstrukcziyax stoechnogo tipa s teplovy'mi trubami, *Matematicheskie mashiny' i sistemy',* 2008, No. 2, pp. 90–99.
8. Shilo G. M., Ogrenich E. V., Gaponenko M. P. Proektirovanie radiatorov s optimal'ny'mi massogabaritny'mi parametrami, *Texnologiya i konstruirovanie v e'lektronnoj apparature*, 2011, No. 1–2. pp 30–33.
9. Gaponenko M. P., Sirotyuk O. V., Ogrenich E. V., Lopatka J. A., Areshkin E. K. Optimizacziya ob''yoma germetichny'x blokov radioe'lektronnoj apparatury', Prikladnaya radioe'lektronika (Applied Radio Electronics), 2012. No. 3. pp. 455–458.
10. Farcas C., Ciocan I., Petreus D., Palaghita N. Thermal modeling and analysis of a power device heat sinks, IEEE 18th International Symposium for Design and Technology in Electronic Packaging (SIITME) 25–28 Oct. 2012, 2012, pp. 217–222.

МАТЕМАТИЧНЕ ТА КОМП'ЮТЕРНЕ МОДЕЛЮВАННЯ

МАТЕМАТИЧЕСКОЕ И КОМПЬЮТЕРНОЕ МОДЕЛИРОВАНИЕ

MATHEMATICAL AND COMPUTER MODELLING

УДК 621.396.6, 621.8.019.8

Артюхова М. А.[1], Жаднов В. В.[2], Полесский С. Н.[3]

[1]Аспирант, Московский институт электроники и математики национального исследовательского университета «Высшая школа экономики», Россия
[2]Канд. техн. наук, профессор, Московский институт электроники и математики национального исследовательского университета «Высшая школа экономики», Россия, E-mail: vzhadnov@hse.ru
[3]Канд. техн. наук, доцент, Московский институт электроники и математики национального исследовательского университета «Высшая школа экономики», Россия

МЕТОД УЧЕТА ВЛИЯНИЯ СИСТЕМЫ МЕНЕДЖМЕНТА НАДЕЖНОСТИ ПРЕДПРИЯТИЯ ПРИ РАСЧЕТНОЙ ОЦЕНКЕ ПОКАЗАТЕЛЕЙ БЕЗОТКАЗНОСТИ ЭЛЕКТРОННЫХ СРЕДСТВ

В статье рассмотрены основные аспекты современного подхода к прогнозированию показателей безотказности электронных средств ответственного назначения. Показано, что при расчетной оценке интенсивности отказов таких изделий следует учитывать не только технические и программные средства, но и факторы, характеризующие систему менеджмента надежности предприятия.

Ключевые слова: электронные средства, надежность, интенсивность отказов.

В принятых в настоящее время методиках расчета интенсивности отказов электронных средств (ЭС) уровень требований к разработке и изготовлению аппаратуры (отработанность техпроцесса и уровень организации производства аппаратуры) учитывается с помощью «Коэффициента качества производства аппаратуры» [1]:

$$\Lambda_{РЭА} = K_А \cdot \Lambda_\Sigma,$$

где $\Lambda_{РЭА}$ – интенсивность отказов ЭС; $K_А$ – коэффициент качества производства аппаратуры; Λ_Σ – суммарная интенсивность отказов комплектующих элементов.

Коэффициент $K_А$ учитывает и отражает среднестатистическую разницу в интенсивности отказов элементов в аппаратуре, разрабатываемой и изготовляемой по требованиям различной нормативной документации (НД). Так, в справочнике «Надежность ЭРИ» [1] приведены следующие значения коэффициента в зависимости от НД:

– по комплексу стандартов «Мороз-…»: ;

– по положению «РК-…»: .

Нетрудно заметить, что коэффициент $K_А$ представляет собой интегральную оценку влияния требований НД на интенсивность отказов аппаратуры. Кроме того, коэффициент эксплуатации ($K_Э$), который учитывает степень жесткости условий эксплуатации и показывает, во сколько раз интенсивность отказов электрорадиоизделий (ЭРИ) в аппаратуре конкретного класса (группы эксплуатации по ГОСТ РВ 20.39.301 [2]) выше при всех прочих равных условиях, чем в наземной стационарной аппаратуре [1], так же представляет интегральную оценку влияния внешних воздействующих факторов (ВВФ). Вопросы дифференцированной оценки влияния ВВФ при расчетах коэффициента рассмотрены в [3], где показано, что в ряде случаев дифференцированная оценка влияния ВВФ позволяет повысить точность оценки коэффициента $K_Э$ в модели интенсивности отказов ЭРИ и, следовательно, прогнозирования показателей безотказности ЭС в целом.

Исходя из этого, а так же принимая во внимание то, что наряду с требованиями НД при проектировании ЭС действуют и требования системы менеджмента качества (СМК), в состав которых входят системы менеджмента надежности (СМН), для определения значения коэффициента $K_А$, при наличии аттестованной СМК следует

© Артюхова М. А., Жаднов В. В., Полесский С. Н. 2013

применять не только чисто статистические, но и экспертные оценки. Так, в RIAC-HDBK-217Plus [4] приведена методика экспертной оценки коэффициента $K_{\text{А}}$, в основу которых положена следующая классификация категорий отказов ЭС:

– конструктивные отказы (design);

– производственные отказы (manufacturing);

– эксплуатационные отказы (induced);

– деградационные отказы (wearout);

– отказы комплектующих элементов (parts);

– отказы программного обеспечения (software);

– отказы, обусловленные несовершенством системы управления (system management);

– отказы, обусловленные несовершенством методов контроля (no defect).

Определения первых четырех видов отказов приведены в ГОСТ 27.002 [5], для остальных пояснения приведены ниже.

Отказы комплектующих элементов – отказы, возникающие по причине таких изменений параметров элемента, при которых он не может выполнять свои функции.

Отказы программного обеспечения – отказы, возникающие по причине проявления таких ошибок в коде программы, при которых она не может выполнять свои функции.

Отказы, обусловленные несовершенством системы управления – отказы, возникающие по причине не правильной трактовки требований технического задания, несовершенством мероприятий программы обеспечения надежности и (или) не достаточностью ресурсов, выделенных для ее выполнения.

Отказы, обусловленные несовершенством методов контроля – отказы, возникающие по причине не возможности выявления латентных дефектов существующими методами тестирования и контроля.

В [4] также приведено типовое процентное распределение отказов ЭС по каждой из рассмотренных выше категорий, которое показано на рис. 1.

Как следует из рис. 1, доля отказов ЭС, вызванных отказами комплектующих элементов, достигает 22 %, что лишний раз подтверждает необходимость повышения точности и достоверности оценки их интенсивностей отказов. Кроме того, доля конструктивных и производственных отказов в сумме составляет 24 %, что также свидетельствует о целесообразности повышения точности и достоверности оценки значения коэффициента $K_{\text{А}}$, особенно для ЭС космических аппаратов с длительными сроками активного существования [6].

Очевидно, что для различных классов ЭС распределение отказов может быть и иным, но при отсутствии таких данных данное распределение (см. рис. 1) может использоваться для расчета коэффициента $K_{\text{А}}$ по математической модели, приведенной в [4]:

$$K_{\text{А}} = \Pi_P \cdot \Pi_{IM} \cdot \Pi_E + \Pi_D \cdot \Pi_G + \Pi_M \cdot \Pi_{IM} \times \\ \times \Pi_E \cdot \Pi_G + \Pi_S \cdot \Pi_G + \Pi_I + \Pi_N + \Pi_W , \qquad (1)$$

где Π_P – коэффициент, учитывающий отказы комплектующих элементов; Π_{IM} – коэффициент, учитывающий отказы в начальный период (в период гарантийного срока); Π_E – коэффициент, учитывающий отказы из-за влияния внешней среды; Π_D – коэффициент, учитывающий конструктивные отказы; Π_G – коэффициент, учитывающий отказы, обусловленные несовершенством управления повышением надежности; Π_M – коэффициент, учитывающий производственные отказы; Π_S – коэффициент, учитывающий отказы, обусловленные несовершенством системы управления; Π_I – коэффициент, учитывающий эксплуатационные отказы; Π_N – коэффициент, учитывающий отказы, обусловленные несовершенством методов контроля; Π_W – коэффициент, учитывающий деградационные отказы.

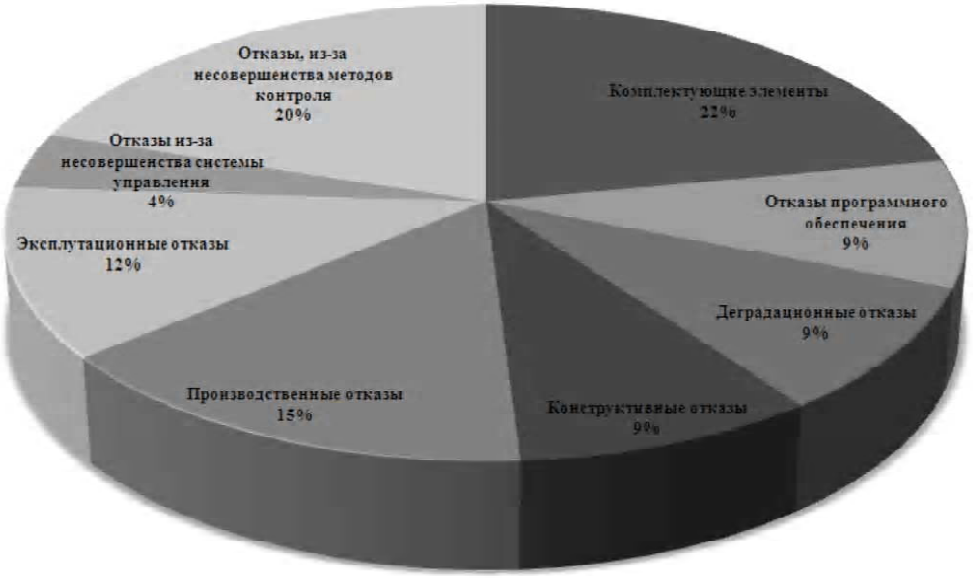


Рис. 1. Типовое распределение отказов ЭС по категориям

Как следует из выражения (1) $K_{\text{А}}$ представляет собой не интегральную, как в [1], а многофакторную (дифференцированную) оценку качества производства ЭС. На рис. 2 приведена типовая гистограмма влияния коэффициентов модели (1) на значение $K_{\text{А}}$, приведенная в [7].

Из рис. 2 хорошо видно, что наибольший вклад в значение $K_{\text{А}}$ вносят коэффициенты Π_D, Π_M, Π_P и Π_S, а коэффициенты Π_N, Π_I и Π_W – наименьший.

Значения коэффициента Π_{IM} модели (1) рассчитывается по формуле:

$$\Pi_{IM} = \frac{t^{-0,62}}{1,77} \cdot \left(1 - SS_{ESS}\right), \qquad (2)$$

где t – гарантийный срок (наработка); SS_{ESS} – коэффициент обнаружения латентных дефектов.

Значения коэффициента SS_{ESS} в выражении (2) рассчитывается по формуле:

$$SS_{ESS} = \frac{SS}{ESS},$$

где SS – число обнаруженных дефектов; ESS – общее число латентных дефектов.

Значения коэффициента Π_E модели (1) рассчитывается по формуле:

$$\Pi_E = \frac{0,855 \cdot \left\{0,8 \cdot \left[1 - e^{-0,065 \cdot (\Delta T + 0,6)^{0,6}}\right] + 0,2 \cdot \left(1 - e^{-0,046 \cdot G^{1,71}}\right)\right\}}{0,205}, \qquad (3)$$

где ΔT – изменение температуры; G – среднеквадратичное ускорение случайной вибрации.

На рис. 3 приведен вид зависимости Π_E от G.

Значение ΔT в выражении (3) рассчитывается по формуле:

$$\Delta T = T_{\text{раб}} - T_{\text{ож}},$$

где $T_{\text{раб}}$ – температура в рабочем режиме; $T_{\text{ож}}$ – температура в режиме ожидания.

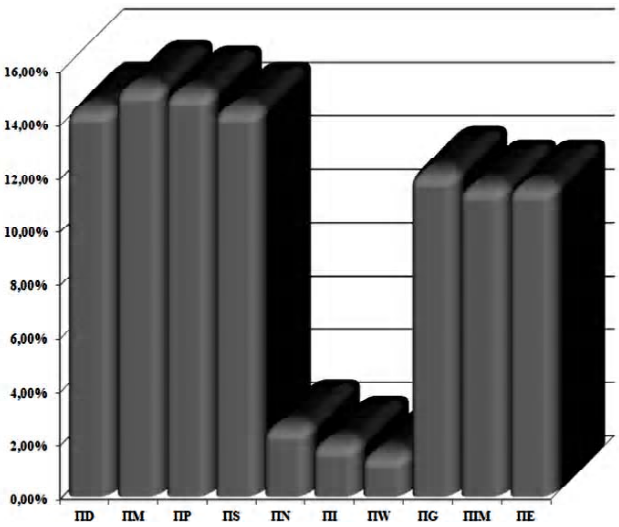


Рис. 2. Типовая гистограмма влияния коэффициентов математической модели $K_{\text{А}}$

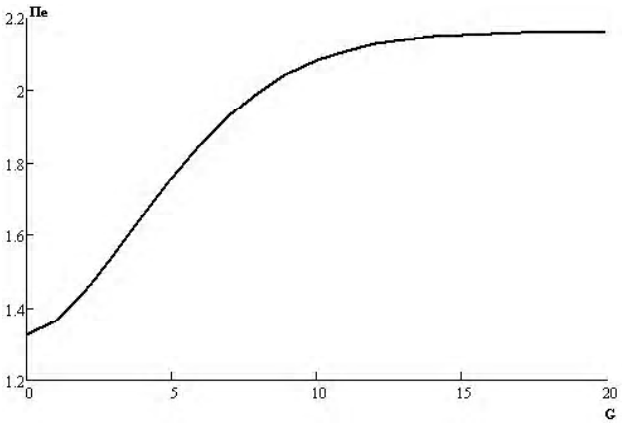


Рис. 3. Зависимость Π_E от G

На рис. 4 приведен вид зависимости Π_E от ΔT.

Значения коэффициентов Π_P, Π_D, Π_M, Π_S, Π_I, Π_N и Π_W модели (1) рассчитывается по формуле:

$$\Pi_i = \alpha_i \cdot \left[-\ln\left(R_i\right)\right]^{\frac{1}{\beta_i}}, \qquad (4)$$

где α_i и β_i – постоянные коэффициенты i-ой категории отказов; R_i – экспертная оценка i-ой категории отказов.

Рекомендуемые значения коэффициентов α_i и β_i приведены в табл. 1.

Значение R_i в выражении (4) рассчитывается по формуле:

$$R_i = \frac{\sum_{j=1}^{n_i} \left(G_{ij} \cdot W_{ij}\right)}{\sum_{j=i}^{N_i} W_{ij}}, \qquad (5)$$

где G_{ij} – значение j-го критерия i-ой категории отказа; W_{ij} – весовой коэффициент j-го критерия i-ой категории отказа; n_i – количество критериев i-ой категории отказа.

Значения коэффициентов G_{ij} и W_{ij} модели (5) определяются по вопроснику, приведенному в [4]. На рис. 5, в качестве примера, приведен фрагмент таблицы, содержащей вопросы и соответствующие ответам на эти вопросы значения коэффициентов G_{ij} и W_{ij}.

Значения коэффициента Π_G модели (1) рассчитывается по формуле:

$$\Pi_G = \frac{1,12 \cdot \left(t - 2\right)^{-a}}{2^{-a}}, \qquad (6)$$

где α – константа роста надежности ($\alpha = R_i$).

Значение R_i в выражении (6) рассчитывается по формуле (5) для категории «Повышение надежности».

На рис. 6 приведен типичный вид зависимости Π_i от R_i по формуле (4).

Таблица 1. Значения коэффициентов α_i и β_i

№ п.п.	Коэффициент	Π_i						
		Π_P	Π_D	Π_M	Π_S	Π_I	Π_N	Π_W
1	2	3	4	5	6	7	8	9
1	α_i	0,30	0,12	0,21	0,06	0,18	0,29	0,13
2	β_i	1,62	1,29	0,96	0,64	1,58	1,92	1,68

Question	G_{ij}	W_{ij}
What is the % of lead design engineering people with cross training experience in manufacturing or field operations (thresholds at 10, 20%)?	<10 = 0 10-20 = .5 >20 = 1	5
What is the % of team members having relevant product experience (thresholds at 25, 50%)?	<25 = 0 25-50 = .5 >50 = 1	5
What is the % of team members having relevant process experience, i.e., they have previously developed a product under the current development process (thresholds at 20, 40%)?	<20 = 0 20-40 = .5 >40 = 1	4
What is the % of development team that have 4-year technical degrees (thresholds at 20, 40%)?	<20 = 0 20-40 = .5 >40 = 1	3
What is the % of engineering team having advanced technical degrees (thresholds at 10, 20%)?	<10 = 0 10-20 = .5 >20 = 1	3
What is the % of engineering team members involved in professional activities in the past year; hold patents; authored/presented papers; are registered professional engineers, or professional society offices at the National level (thresholds at 10, 20%)?	<10 = 0 10-20 = .5 >20 = 1	2
What is the % of engineering team members who have taken engineering courses in the past year (thresholds at 10, 20%)?	<10 = 0 10-20 = .5 >20 = 1	2
Are resource people identified for program technology support across key technology and specialty areas such as optoelectronics, servo control, Application Specific Integrated Circuits (ASIC) design, etc., to provide program guidance and support as needed?	Yes = 1 No = 0	7
Are resource people identified, for program tools support, to provide guidance and assistance with Computer Aided Design (CAD) simulation, etc.?	Yes = 1 No = 0	6
How many (0,1,2,3) of the program objectives of cost, schedule and reliability did the manager successfully meet for the last program that he/she was responsible?	3 = 1 2 = .5 1 = .25 0 = 0	10

Рис. 5. Фрагмент таблицы для определения значений коэффициентов G_{ij} и W_{ij}

Следует отметить, что в «идеальном» случае значения коэффициентов $П_i$ будут равны 0 (см. рис. 6) и, в соответствии с (1), значение K_A также будет равно 0. Другими словами «идеальная» СМН позволяет создать «абсолютно надежное» ЭС, что едва ли достижимо на практике [8].

Несмотря на это ограничение, применение модели (1) может оказаться полезным для уточнения прогнозной оценки интенсивностей отказов ЭС на ранних этапах проектирования. На рис. 7 приведена укрупненная функциональная модель процесса прогнозирования надежности ЭС с учетом факторов СМН.

На вход блока А0 (см. рис. 7) поступает техническое задание (ТЗ) на разработку ЭС. Ограничения накладываются СМК, СМН и Программой обеспечения надежности (ПОН). Результаты А0 поступают в блок А2, где происходит формирование исходных данных, которые поступают в блок А3 для расчета значений коэффициентов $П$.

В блоке А4 выводятся значения коэффициентов $П$, которые передаются в блок А5 для расчета K_A. В блоке А6 на основе Отчета по анализу надежности (значения Λ_Σ) из блока А1 и значения K_A рассчитывается значение $\Lambda_{РЭА}$.

В блоке А7 происходит проверка полученного значения на соответствие требованиям ТЗ и в случае положительного результата данные передаются в блок А8 для выпуска конструкторской документации. В противном случае происходит возврат на начальный этап (блок А0) для корректировки процессов СМК, СМН и мероприятий ПОН.

В заключении следует отметить, что не всегда расчет многофакторного коэффициента качества производства по модели (1) приводит к такому снижению значения K_A, которое обеспечивает требуемый уровень $\Lambda_{РЭА}$. В таких случаях требуется детальный анализ Отчета по анализу надежности и разработка мероприятий по снижению интенсивностей отказов комплектующих элементов [9].

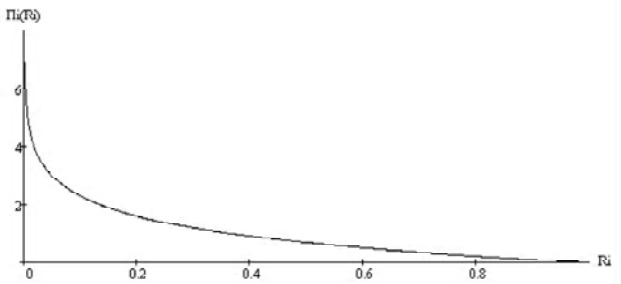


Рис. 6. График типовой зависимости $П_i$ от R_i

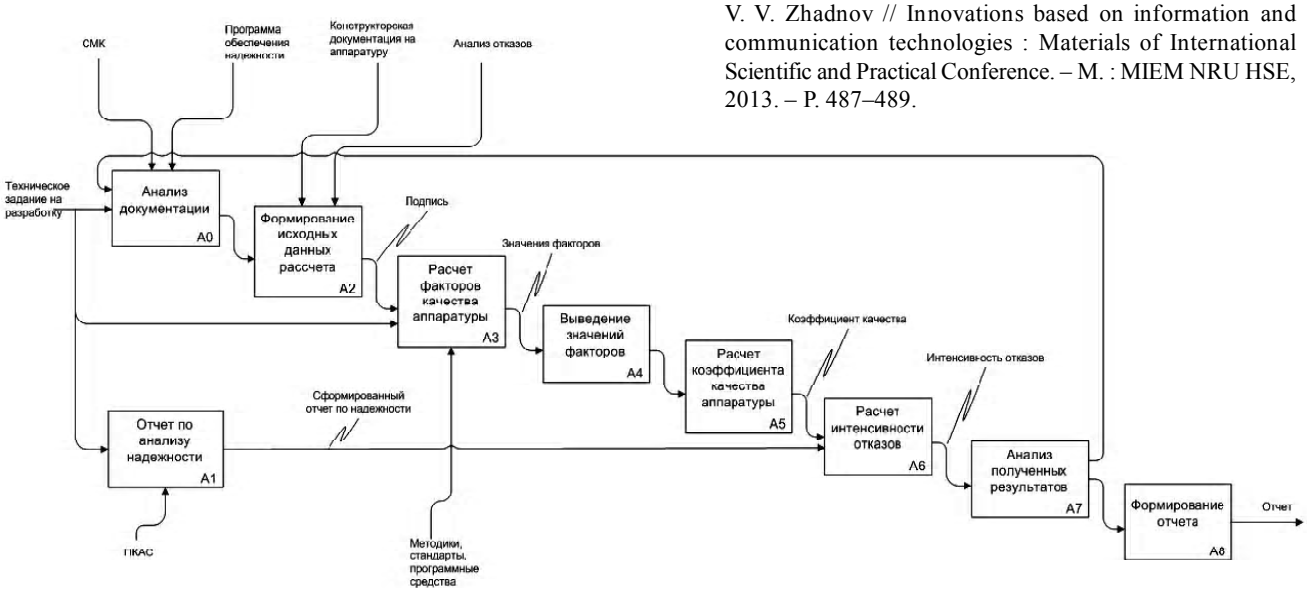


Рис. 7. Укрупненная функциональная модель процесса прогнозирования надежности ЭС

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Справочник «Надежность ЭРИ». – М. : МО РФ, 2006. – 641 с.
2. Комплексная система общих технических требований. Аппаратура, приборы, устройства и оборудование военного назначения. Требования стойкости к внешним воздействующим факторам: ГОСТ РВ 20.39.301-98. – [Введен в действие 1998-07-09]. – М. : Госстандарт России, 1998. – 55 с. (Государственный стандарт Российской Федерации).
3. *Жаднов, В. В.* Методы и средства дифференцированной оценки влияния ВВФ при проектных исследованиях надежности электронных средств / В. В. Жаднов, А. А. Гаршин. // Качество. Инновации. Образование. – 2010. – № 4. – С. 45–51.
4. RIAC-HDBK-217Plus. Handbook of 217PlusTM Reliability Prediction Models. – USA: RIAC. – 182 p.
5. Надежность в технике. Основные понятия. Термины и определения. ГОСТ 27.002-89. – [Введен в действие 1990-17-01]. – М. : Издательство стандартов, 1990. – 37 с. (Государственный стандарт Союза ССР).
6. *Жаднов, В. В.* Особенности конструирования бортовой космической аппаратуры : учеб. пособие / В. В. Жаднов, Н. К. Юрков. – Пенза : Изд-во ПГУ, 2012. – 112 с.
7. *Artyukhova, M.* Prediction of equipment multifactor quality / M. Artyukhova, S. Polesskiy // Innovations based on information and communication technologies: Materials of International Scientific and Practical Conference. – M. : MIEM NRU HSE, 2013. – P. 499–503.
8. *Zhadnov, V. V.* Applying the methodology 217Plus^{TM} in predicting the reliability of on-board equipment / V. V. Zhadnov // Innovations based on information and communication technologies : Materials of International Scientific and Practical Conference. – M. : MIEM NRU HSE, 2013. – P. 487–489.

9. *Абрамешин, А. Е.* Информационная технология обеспечения надежности электронных средств наземно-космических систем: научное издание / А. Е. Абрамешин, В. В. Жаднов, С. Н. Полесский. – Екатеринбург : Форт Диалог-Исеть, 2012. – 565 с.

Стаття надійшла до редакції 11.10.2013.

Артюхова М. А.[1], Жаднов В. В.[2], Поліський С. М.[3]

[1]Аспірант, Московський інститут електроніки і математики національного дослідницького університету «Вища школа економіки», Росія

[2]Канд. техн. наук, професор, Московський інститут електроніки і математики національного дослідницького університету «Вища школа економіки», Росія

[3]Канд. техн. наук, доцент, Московський інститут електроніки і математики національного дослідницького університету «Вища школа економіки», Росія

МЕТОД УРАХУВАННЯ ВПЛИВУ СИСТЕМИ МЕНЕДЖМЕНТУ НАДІЙНОСТІ ПІДПРИЄМСТВА ПРИ РОЗРАХУНКОВІЙ ОЦІНЦІ ПОКАЗНИКІВ БЕЗВІДМОВНОСТІ ЕЛЕКТРОННИХ ЗАСОБІВ

У статті розглянуто основні аспекти сучасного підходу до прогнозування надійності електронних засобів відповідального призначення. Показано, що при розрахунковій оцінці інтенсивності відмов таких виробів слід враховувати не тільки технічні і програмні засоби, але фактори, що характеризують систему менеджменту надійності підприємства.

Ключові слова: електронні засоби, надійність, інтенсивність відмов.

Artyukhova M. A.[1], Zhadnov V. V.[2], Polesskiy S. N.[3]

[1]Postgraduate student, Moscow Institute of Electronics and Mathematics of the National Research University «Higher School of Economics», Russia

[2]Ph.D., Professor, Moscow Institute of Electronics and Mathematics of the National Research University «Higher School of Economics», Russia

[3]Ph.D., associate Professor, Moscow Institute of Electronics and Mathematics of the National Research University «Higher School of Economics», Russia

IMPACT CONSIDERATION METHOD OF DEPENDABILITY MANAGEMENT SYSTEM OF THE ENTERPRISE FOR ESTIMATED ASSESSMENT OF THE ELECTRONIC EQUIPMENT RELIABILITY

The current period of creation of the electronic equipment of a responsible and special purpose is characterized by universal introduction of the Quality Management Systems at the enterprises developers and producers of electronic equipment. Quality Management System and its component – Dependability Management System are aimed at providing the guaranteed level of indicators of quality (including and dependability indicators).

In the reliability prediction method recommended by the Russian standards influence of procedures of Dependability Management System is considered with the help of «Coefficient Quality Production Equipment» (K_A). This coefficient considers and reflects an average difference in failure rate of elements in the equipment developed and manufactured on requirements of various standard documentation (1 – for a complex of the standards «Moroz …» or 0,2 – for the situation «RK-…»).

However, such approach to forecasting reliability prediction of electronic equipment at the early design stages, based on use of average statistical data rather approximate. It doesn't consider neither features of Dependability Management System of the concrete enterprise, nor completeness of the Support Reliability Program when developing.

Therefore more adequate approach to an assessment of value of the coefficient K_A realized in methodology 217Plus™ is represented. According to this methodology when forecasting value of the coefficient K_A are used not only statistical estimates, but also an expert assessment of Dependability Management System effectiveness during the developing and production of the equipment.

The article discusses all the features of application of methodology 217Plus™ for an assessment of the coefficient K_A: mathematical model of multiple-factor coefficient of quality of production, analysis of influence of its components on the general level and functional model of reliability prediction process.

Keywords: electronic equipment, reliability, failure rate.

REFERENCES

1. Spravochnik «Nadezhnost' EhRI», Moscow, MO RF, 2006, 641 p.
2. Kompleksnaya sistema obschih tehnicheskih trebovaniy. Apparatura, pribory, ustroystva i oborudovanie voennogo naznacheniya. Trebovaniya stoykosti k vneshnim vozdeystvuyuschim faktoram, GOST RV 20.39.301-98, [Vveden v deystvie 1998-07-09], Moscow, Gosstandart Rossii, 1998, 55 p. (Gosudarstvennyj standart Rossiyskoy Federatsii).
3. Zhadnov V. V., Garshin A. A. Metody i sredstva differentsirovannoj otsenki vliyaniya VVF pri proektnykh issledovaniyakh nadyozhnosti ehlektronnykh sredstv, *Kachestvo. Innovatsii. Obrazovanie*, 2010, No. 4, pp. 45–51.
4. RIAC-HDBK-217Plus. Handbook of 217PlusTM Reliability Prediction Models, USA, RIAC, 182 p.
5. Nadezhnost' v tehnike. Osnovnye ponyatiya. Terminy i opredeleniya. GOST 27.002-89, [Vveden v deystvie 1990-17-01], Moscow, Izdatel'stvo standartov, 1990, 37 p. (Gosudarstvennyj standart Soyuza SSR).
6. Zhadnov V. V., Yurkov N. K. Osobennosti konstruirovaniya bortovoy kosmicheskoy apparatury, ucheb. posobie, Penza, Izd-vo PGU, 2012, 112 p.
7. Artyukhova M., Polesskiy S. Prediction of equipment multifactor quality, Innovations based on information and communication technologies: Materials of International Scientific and Practical Conference, Moscow, MIEM NRU HSE, 2013, pp. 499–503.
8. Zhadnov V. V. Applying the methodology 217Plus™ in predicting the reliability of on-board equipment, Innovations based on information and communication technologies: Materials of International Scientific and Practical Conference, Moscow, MIEM NRU HSE, 2013, pp. 487–489.
9. Abrameshin A. E., Zhadnov V. V., Polesskiy S. N. Informatsionnaya tekhnologiya obespecheniya nadyozhnosti ehlektronnykh sredstv nazemno-kosmicheskikh sistem: nauchnoe izdanie. Ekaterinburg, Fort Dialog-Iset', 2012, 565 p.

УДК 004.021:004.942:621.914.1

Дубровин В. И.[1], Твердохлеб Ю. В.[2]

[1]Канд. техн. наук, профессор, Запорожский национальный технический университет, Украина E-mail: *julia.tverdohleb@gmail.com*

[2]*Аспирант, Запорожский национальный технический университет, Украина*

ИССЛЕДОВАНИЕ ИЗМЕНЕНИЙ ЭНТРОПИИ И ЭНЕРГИИ НА ЭТАПАХ ДЕКОМПОЗИЦИИ СИГНАЛА

Проведено исследование поведения энтропии и энергии сигнала на этапах его декомпозиции. Предложен метод разделения исходного сигнала сложной формы на независимые составляющие с помощью математического аппарата вейвлет-преобразования и теории информации.

Ключевые слова: вейвлет-преобразование, разделение сигнала, оптимальная декомпозиция сигнала.

ВВЕДЕНИЕ

Одной из задач, эффективное решение которой широко востребовано в цифровой обработке сигналов, является разложение исходного сигнала сложной формы на составляющие, требование к которым определяется исходя из прикладной задачи.

Существует множество подходов к решению данной проблемы. Многие из них основываются на использовании заранее известных предположений относительно обрабатываемого сигнала [1]. Так, например, широко используется подход, когда точно известно количество пиков в сигнале, их форма и примерно известно их расположение. Алгоритм в этом случае работает следующим образом: синтезируется искусственный сигнал, содержащий требуемое количество пиков, расположенных в местах, где предположительно находятся пики исследуемого сигнала. Затем вычисляется разница между искусственным сигналом (моделью) и реальным сигналом. Далее, на основе данных по разности значений модели и реального сигнала, система корректирует параметры пиков модели (ширину, высоту, расположение, коэффициенты несимметричности формы и т.д.) в сторону уменьшения сигнала ошибки и вновь повторяет сравнение. В итоге система приходит в стационарное состояние, когда параметры модели от шага к шагу не изменяются и разница между моделью и реальным сигналом составляет неизменную величину. Недостаток этого метода состоит в том, что он имеет вероятностный характер получения адекватной модели.

Другой подход к решению данной задачи, который пользуется большой популярностью в последнее время, основан на применении вейвлет-преобразования [2]. Этот подход привлекателен тем, что вейвлет-преобразование является математически точным (при соответствующем порядке вейвлет-дерева) способом разделить сигнал на совокупность базисных функций, положенных в основу вейвлет-преобразования. В отличие от преобразования Фурье, где разложение происходит на бесконечные во времени, но строго локализованные по частоте синусоидальные компоненты, базисными функциями вейвлет-преобразования являются функции, имеющие определенную локализацию как по частоте, так и по времени. Это позволяет подобрать базисную функцию таким образом, чтобы она максимально совпадала с искомыми компонентами, на которые требуется разложить сигнал, и результатом разложения в таком случае станет модель сигнала как композиция искомых компонентов.

Целью данной работы является исследование изменения энергии и энтропии на этапах декомпозиции сигнала.

1 ВЕЙВЛЕТ-ПРЕОБРАЗОВАНИЕ СИГНАЛА

Вейвлеты стали необходимым математическим инструментом во многих исследованиях. Их используют в тех случаях, когда результат анализа сигнала должен содержать не только простое перечисление его характерных частот (масштабов), но и сведения об определенных локальных координатах, при которых эти частоты проявляют себя.

Таким образом, анализ и обработка нестационарных (во времени) или неоднородных (в пространстве) сигналов разных типов представляют собой основное поле применений вейвлет-анализа.

Вейвлет-преобразование представляет собой свертку функции вейвлета с сигналом. Другими словами, вейвлет-преобразование состоит в разложении сигнала по базису, сконструированному из обладающей определенными свойствами функции (вейвлета) посредством масштабных изменений и переносов.

Вейвлет-преобразование функции $f(t)$ определяется следующим выражением [3]:

$$W_{a,b}\left[f(t)\right]=\frac{1}{\sqrt{a}}\int_{-\infty}^{\infty} f(t)\phi\left(\frac{t-b}{a}\right)dt, \qquad (1)$$

где a – масштаб ВП; b – центр временной локализации; $\varphi(t)$ – материнский вейвлет.

Вейвлет-анализ предлагает для обработки данных обширный набор инструментов, которые помогают разде-

© Дубровин В. И., Твердохлеб Ю. В., 2013

лить исходный сигнал на составляющие и увидеть его структуру на разных масштабах. Вейвлет-фильтры позволяют не только бороться с шумами, но и извлекать требуемые компоненты сигнала.

Поскольку вейвлеты обладают хорошей частотно-временной адаптацией, они могут служить удобным инструментом для исследования частотных характеристик сигнала.

2 ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОПТИМАЛЬНОЙ ДЕКОМПОЗИЦИИ СИГНАЛА

Сигнал, имеющий размерность N, может быть разложен многоуровневым одномерным вейвлет-преобразованием на $2^{N/2}$ уровней, которые представляют собой набор аппроксимирующих (cA) и детализирующих (cD) коэффициентов [4]. Число уровней разложения – достаточно велико и установление ограничения глубины декомпозиции во многом зависит от опыта исследователя.

В работе Р. Р. Кофмана [5] для получения оптимальной декомпозиции сигнала предложено использовать критерий минимума энтропии.

Информационная энтропия – это мера неопределенности или непредсказуемости информации [6]. Энтропия характеризует вероятность P, с которой устанавливается то или иное состояние, и является мерой хаотичности или необратимости. Все процессы в природе протекают в направлении увеличения энтропии. Термодинамическому равновесию системы, в которую не поступает энергия извне, соответствует состояние с максимумом энтропии. Равновесие, которому соответствует наибольший максимум энтропии, называется абсолютно устойчивым. Таким образом, увеличение энтропии системы означает переход в состояние, имеющее большую вероятность. Необратимые процессы протекают самопроизвольно до тех пор, пока система не достигнет состояния, которому соответствует наибольшая вероятность, а энтропия достигнет своего максимума [7–8]. Согласно теории К. Шеннона, прирост информации равен утраченной неопределённости системы [9]:

$$H = -\sum_{j=1}^{N} P_j^2 \log(P_j^2) . \qquad (2)$$

Суть метода Кофмана состоит в следующем: на очередном уровне разложения сигнала рассчитывается значение суммы энтропий аппроксимирующих и детализирующих коэффициентов вейвлет-разложения сигнала; если полученное значение больше, чем на предыдущем уровне разложения, декомпозицию продолжают, в противном случае предыдущий уровень (уровень, полученный на предыдущей итерации) является заключительным. Итоговая декомпозиция сигнала представляет собой набор уровней: с первого до уровня с минимальной энтропией.

3 ОПРЕДЕЛЕНИЕ ПОНЯТИЯ ЭНЕРГИЯ СИГНАЛА

Понятия мощности и энергии в теории сигналов не относятся к характеристикам каких-либо физических величин сигналов, а являются их количественными характеристиками, отражающими определенные свойства сигналов и динамику изменения их значений во времени, в пространстве или по любым другим аргументам [3].

Для произвольного, в общем случае комплексного, сигнала мгновенная мощность равна квадрату функции его модуля, для вещественных сигналов – квадрату функции амплитуд. Энергия сигнала, также по определению, равна интегралу от мощности по всему интервалу существования или задания сигнала.

Энергия сигналов может быть конечной или бесконечной. Конечную энергию имеют финитные сигналы и сигналы, затухающие по своим значениям в пределах конечной длительности, которые не содержат дельта-функций и особых точек (разрывов второго рода и ветвей, уходящих в бесконечность). В противном случае их энергия равна бесконечности. Бесконечна также энергия периодических сигналов.

4 ИССЛЕДОВАНИЕ ПОВЕДЕНИЯ ЭНТРОПИИ И ЭНЕРГИИ СИГНАЛА ПРИ ЕГО ДЕКОМПОЗИЦИИ

Для исследования поведения энтропии и энергии сигнала на этапах его вейвлет-декомпозиции, вычислим соответствующие значения величин на каждом уровне декомпозиции. В качестве исходного сигнала рассмотрим сигнал, представляющий сумму синусоид. Пример сигнала, состоящий из суммы двух синусоид с частотами 30 Гц и 200 Гц, представлен на рис. 1, а его спектр – на рис. 2.

Проведем разложение тестового сигнала с помощью вейвлет-преобразования. В тестовом сигнала 512 отсчетов, поэтому максимальное количество его декомпозиции – 8. Выполним разложение сигнала на 7 уровней и на каждом из них вычислим значение энтропии и энергии (рис. 3–4). При этом введем правило: первою компоненту сигнала можно получить, если выполнить вейвлет-преобразование сигнала на определенном уровне, оставив коэффициенты аппроксимации неизменными и обнулив коэффициенты детализации; вторую компоненту сигнала можно получить, вычитая первую компоненту из общего сигнала. Также на каждом из уровней вейвлет-декомпозиции вычислим суммарную энтропию первой и второй компонент (рис. 3).

Значение энергии первой компоненты постепенно уменьшается, а второй компоненты увеличивается. Это связанно с естественным изменением амплитуд сигналов в результате декомпозиции. В качестве информативного показателя для выделения компонент сигнала энергия не дает результатов.

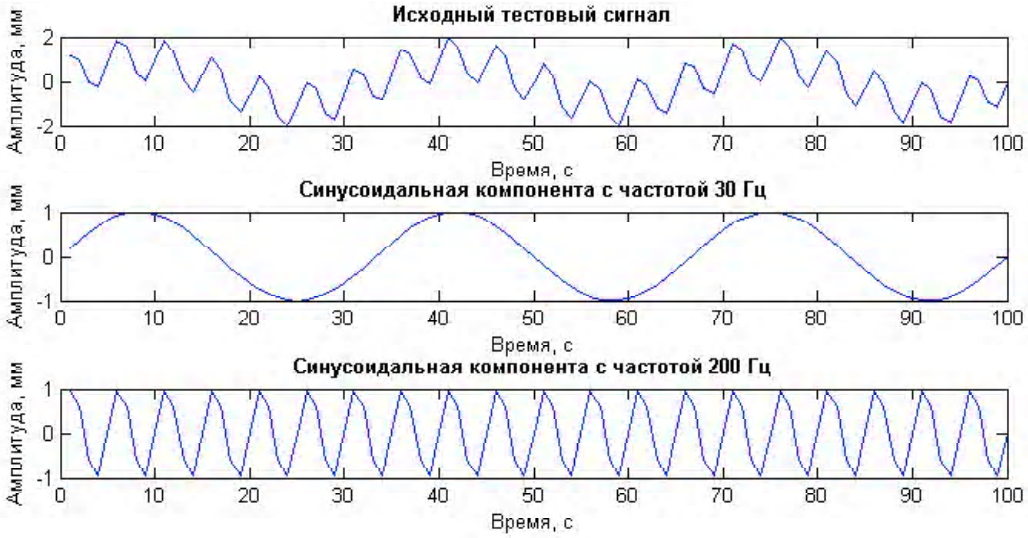


Рис. 1. Пример тестового сигнала

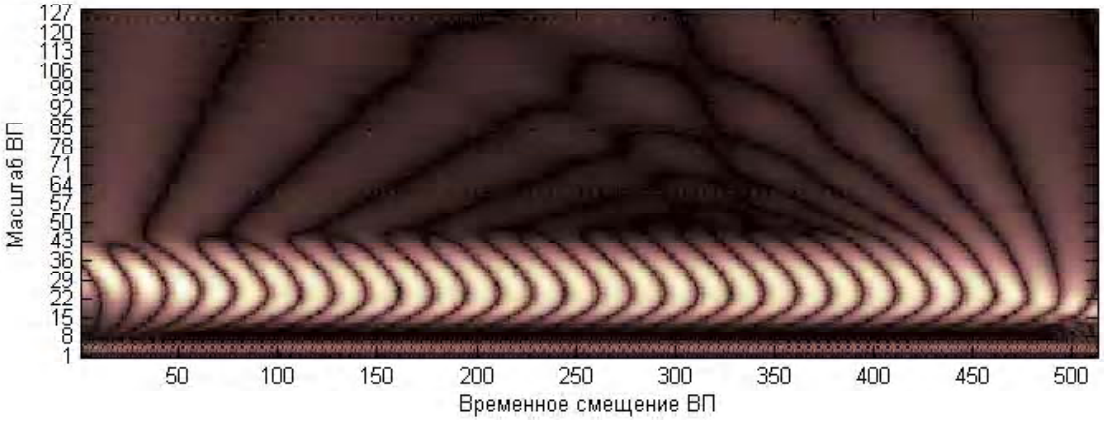


Рис. 2. Вейвлет-спектр тестового сигнала

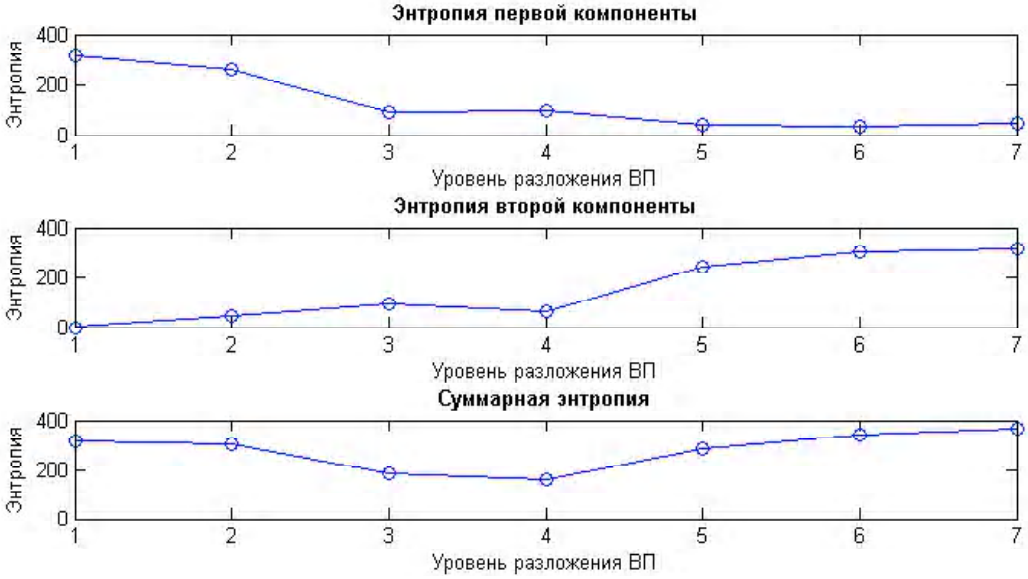


Рис. 3. Вычисление энтропии Шеннона уровней вейвлет-разложения сигнала

Рассмотрим изменение энтропии компонент сигнала. Значение энтропии первой компоненты уменьшается, а второй компоненты увеличивается. Изменение энтропии происходит более резко, чем энергии. Но суммарная энтропия двух компонент постепенно уменьшается до определенного уровня, а потом происходит увеличение значений. Можно предположить, что «переломная точка» отображает наиболее неустойчивое состояние системы, в котором возможно выделение компонент (рис. 5). Согласно теории К. Шеннона, прирост информации равен утраченной неопределённости системы (2), поэтому на этом уровне декомпозиции остановился прирост информации. Система перешла в абсолютно неустойчивое состояние. Из вышеперечисленного можно сделать следующий вывод: выделение компонент сигнала можно выполнить на уровне декомпозиции с минимальным значением суммарной энтропии обоих компонент.

5 ПРОЦЕДУРА ВЫДЕЛЕНИЯ КОМПОНЕНТ СИГНАЛА

Процедура выделения компонент сигнала состоит из следующих этапов:

1. Установить уровень разложения $i=1$.

2. Проверка: $i \le 2^{N/2}$. Если выполняется условие – переход к п. 3, иначе – п. 11.

3. Выполнить вейвлет-преобразование сигнала на i-уровне.

4. Выделить первую компоненту сигнала – оставить без изменений коэфициенты аппроксимации и обнулить коэффициенты детализации.

5. Выделить вторую компоненту сигнала – вычесть из общего сигнала первую компоненту.

6. Вычислить энтропию первой компоненты.

7. Вычислить энтропию второй компоненты.

8. Вычислить суммарную энтропию обоих компонент.

9. Проверка: если суммарная энтропия на i-уровне меньше суммарной энтропии на $(i-1)$-уровне – перейти к п. 10, иначе к п. 11.

10. Увеличить уровень вейвлет-разложения $i=i+1$. Перейти к п. 2.

11. Установить оптимальный уровень выделения компонент в $(i-1)$-уровень.

12. Останов.

ВЫВОДЫ

В результате проведения исследовательской работы получены следующие выводы:

– исследовано поведение энергии и энтропии сигнала на этапах его декомпозиции;

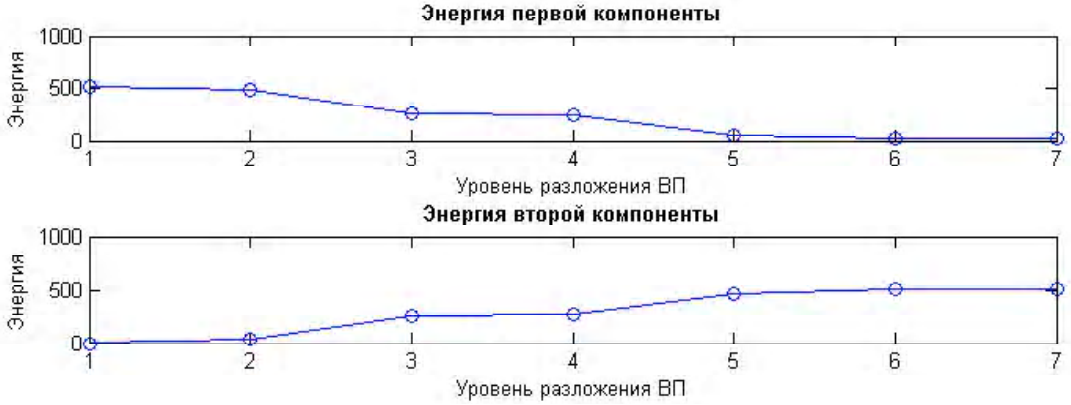


Рис. 4. Вычисление энергии уровней вейвлет-разложения сигнала

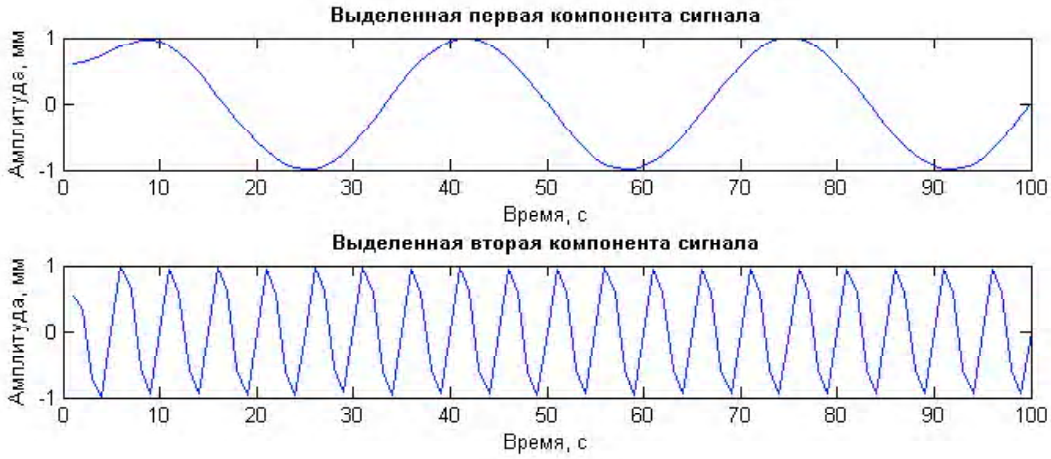


Рис. 5. Выделение компонент сигнала на 4 уровне вейвлет-разложения

– модифицирован метод Кофмана для задачи выделения компонент сигнала;

– впервые предложен метод разделения сигнала на компоненты на основе вейвлет-декомпозиции и теории информации;

– разработана процедура выделения компонент сигнала.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Sen, M.* Real-time digital signal processing. Implementations and applications / M. Sen. – Wiley, 2006. – 667 p.
2. *Misiti, M.* Wavelet and their applications / M. Misiti, G. Oppenheim. – USA : ISTE, 2007. – 330 p.
3. *Percival, D.* Wavelet methods for time series analysis / D. Percival, A. Walden. – Cambridge university press, 2003. – 566 p.
4. *Mallat, S.* A wavelet tour of signal processing / S. Mallat. – USA: Academic Press, 1998 – 805 p.
5. *Coifman, R. R.* Entropy-based algorithms for best basis selection / R. R. Coifman, M. V. Wickerhauser // IEEE Trans. on Inf. Theory. – 1992. – Vol. 38 (2). – P. 713–718.
6. *Martin, N.* Mathematical theory of entropy / N. Martin. – Cambridge university press, 1984. – 258 p.
7. *Muller, I.* Entropy and energy / I. Muller, W. Weiss. – Springer Press, 2005. – 273 p.
8. *Fang, S.* Entropy optimization and mathematical programming / S. Fang, J. Rajasekera. – USA: Kluwer academic publishers, 1997. – 273 p.
9. *Shannon, K.* A Mathematical theory of communication / K. Shannon // The Bell System Technical Journal. – 1948. – Vol. 27. – P. 379–423.

Стаття надійшла до редакції 25.10.2013.

Дубровін В. І.[1], Твердохліб Ю. В.[2]
[1]Канд. техн. наук, професор, Запорізький національний технічний університет, Україна
[2]Аспірант, Запорізький національний технічний університет, Україна

ДОСЛІДЖЕННЯ ЗМІН ЕНТРОПІЇ ТА ЕНЕРГІЇ НА ЕТАПАХ ДЕКОМПОЗИЦІЇ СИГНАЛУ

Проведено дослідження виявлення змін ентропії та енергії сигналу на етапах його декомпозиції. Запропоновано метод ділення сигналу складної форми на незалежні складові за допомогою математичного апарату вейвлет-перетворення та теорії інформації.

Ключові слова: вейвлет-перетворення, розділення сигналу, оптимальна декомпозиція сигналу.

Dubrovin V. I.[1], Tverdohleb J. V.[2]
[1]Ph.D. in Engineering, professor, Zaporozhye national technical university, Ukraine
[2]Aspirant, Zaporozhye national technical university, Ukraine

RESEARCH OF CHANGES OF ENTROPY AND ENERGY ON SIGNAL DECOMPOSITION

Research of changes of entropy and energy on signal decomposition is presented. Coifman's method for the purpose for signal delineation was modified. The method of complex signal delineation based on wavelet transformation and information theory is proposed. The algorithm for the signal components separation is developed. The proposed method based on research of total entropy of both signal formed components. The first component is the reconstructed source signal after wavelet transformation on the current decomposition level in which the approximation coefficients must be equals to zero. The second component is the residue from the deduction of the source signal and the second component on the current decomposition level. The turning point of the total entropy curve denotes the most unstable system state in which the components can be identified. The most unstable system state is system state having zero increment of information. Entropy increments until the turning point and it decrease after. The sum of the sinusoids was used as test signal. The results of the method have high accuracy.

Keywords: wavelet transformation, signal delineation, optimal signal decomposition.

REFERENCES

1. Sen M. Real-time digital signal processing. Implementations and applications. Wiley, 2006, 667 p.
2. Misiti M., Oppenheim G. Wavelet and their applications. USA : ISTE, 2007, 330 p.
3. Percival D., Walden A. Wavelet methods for time series analysis. Cambridge university press, 2003, 566 p.
4. Mallat S. A wavelet tour of signal processing. USA: Academic Press, 1998, 805 p.
5. Coifman R. R., Wickerhauser M. V. Entropy-based algorithms for best basis selection, *IEEE Trans. on Inf. Theory,* 1992, Vol. 38 (2), pp. 713–718.
6. Martin N. Mathematical theory of entropy. Cambridge university press, 1984, 258 p.
7. Muller I., Weiss W. Entropy and energy, Springer Press, 2005, 273 p.
8. Fang S., Rajasekera J. Entropy optimization and mathematical programming. USA : Kluwer academic publishers, 1997, 273 p.
9. Shannon K. A Mathematical theory of communication, *The Bell System Technical Journal*, 1948, Vol. 27, pp. 379–423.

УДК 519.812.3

Колпакова Т. А.

Аспирант, Запорожский национальный технический университет, Украина, E-mail: tanya_kolpakova@mail.ru

ОПТИМИЗАЦИЯ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ОБЪЕМА ЗАКАЗА МЕЖДУ НЕСКОЛЬКИМИ ПОСТАВЩИКАМИ В ТЕНДЕРЕ

Рассматривается проблема оптимального распределения объема заказа между несколькими поставщиками, участвующими в тендере. Предложен метод многокритериальной оптимизации распределения объема заказа между несколькими поставщиками в тендере, который учитывает относительные коэффициенты важности критериев, по которым производится оптимизация.

Ключевые слова: многокритериальная оптимизация, распределение объема заказа, критерий оптимальности, относительные приоритеты критериев.

ВВЕДЕНИЕ

После проведения тендера в процессе уточнения условий заключения контракта нередко появляются новые неприемлемые для подрядчика условия, из-за чего приходится обращаться к следующему по рейтингу участнику либо проводить новый тендер. Чтобы избежать подобных ситуаций организаторы тендеров все чаще предпочитают заключать контракты не с одним, а с несколькими поставщиками.

Еще на этапе проведения тендера можно предусмотреть, как распределить весь необходимый объем заказа между некоторым числом подрядчиков [1]. Однако, это возможно только в том случае, если участники предлагают одинаковые товары или услуги.

При решении данной задачи чаще всего проводится оптимизация по двум критериям, которые можно однозначно представить в количественном виде: по денежным затратам и по времени, необходимому для выполнения заказа. Важно то, что эти критерии противоречивы, и оптимизация по каждому из них приводит к ухудшению значений по другому критерию и соответственно к различным решениям задачи распределения [2].

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ОБЪЕМА ЗАКАЗА МЕЖДУ НЕСКОЛЬКИМИ ПОСТАВЩИКАМИ В ТЕНДЕРЕ

Если заказчик желает заключить контракт не с одним, а сразу с i участниками, то задачу многокритериальной оптимизации распределения объема всего заказа U между несколькими поставщиками можно представить в виде задачи минимизации суммы всех затрат P частей заказа u_i, а также минимизации времени Δt_i, необходимого для выполнения заказа. При этом следует учитывать относительные приоритеты критериев стоимости и времени исполнения заказа.

В данном случае, если участники будут выполнять поставку товаров или услуг одновременно, то общее время выполнения полного объема заказа будет равно максимальному из периодов времени, заявленных заказчиками.

$$\min_{\Omega} \Phi, \tag{1}$$

$$\Phi = \{\Phi_k \mid k = 1..2\}, \tag{2}$$

$$\Phi_1 = \sum_i u_i P_i, \tag{3}$$

$$\Phi_2 = \max_i \Delta t_i, \tag{4}$$

$$\Omega : U = \sum_i u_i, \tag{5}$$

где $\Phi = (\Phi_1, \Phi_2)$ – векторный критерий оптимальности, Φ_k – частные критерии оптимальности.

Поиск оптимального распределения является итерационным процессом перебора на некотором дискретном множестве вариантов решений. При поиске оптимального решения показателем положительного результата итерации является то, что относительный уровень снижения качества по одному частному критерию не превосходит относительного уровня повышения качества по другому частному критерию.

Поскольку в процессе проведения тендера определяется, что одни критерии важнее других, следует определить относительные приоритеты критериев стоимости и времени исполнения заказа d_k, причем

$$\sum_k d_k = 1. \tag{6}$$

Пусть существуют решения Y_a и Y_b – способы распределения объема заказа U на части u_i. Мера относительного изменения (снижения или повышения) качества решения при переходе от решения Y_a к Y_b по каждому из критериев составляет:

$$\Delta\tilde{\Phi}_k(Y_a, Y_b) = \frac{\Delta\Phi_k(Y_a, Y_b)}{\left|\max\limits_{Y \in \{Y_a, Y_b\}} \Phi_k\right|}, \tag{7}$$

© Колпакова Т. А., 2013

где $\Delta\Phi_k(Y_a, Y_b) = \Phi_k(Y_a) - \Phi_k(Y_b)$ – абсолютные изменения значений частных критериев оптимальности при переходе от решения Y_a к решению Y_b.

Максимальное снижение качества решения при переходе от решения Y_a к решению Y_b определяется как:

$$\Delta\widetilde{\Phi}_{\min}(Y_a, Y_b) = \min_k d_k \cdot \Delta\widetilde{\Phi}_k(Y_a, Y_b). \quad (8)$$

Аналогично максимальное повышение качества решения при переходе от решения Y_a к решению Y_b составляет:

$$\Delta\widetilde{\Phi}_{\max}(Y_a, Y_b) = \max_k d_k \cdot \Delta\widetilde{\Phi}_k(Y_a, Y_b). \quad (9)$$

Решение Y_b превосходит решение Y_a ($Y_b \succ Y_a$), если:

$$\left|\Delta\widetilde{\Phi}_{\max}(Y_a, Y_b)\right| > \left|\Delta\widetilde{\Phi}_{\min}(Y_a, Y_b)\right|. \quad (10)$$

И, соответственно, решение Y_a превосходит решение Y_b ($Y_a \succ Y_b$), если:

$$\left|\Delta\widetilde{\Phi}_{\max}(Y_a, Y_b)\right| \le \left|\Delta\widetilde{\Phi}_{\min}(Y_a, Y_b)\right|. \quad (11)$$

3 МЕТОД МНОГОКРИТЕРИАЛЬНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ РАСПРЕДЕЛЕНИЯ ОБЪЕМА ЗАКАЗА МЕЖДУ НЕСКОЛЬКИМИ ПОСТАВЩИКАМИ В ТЕНДЕРЕ

Выбор начального решения может быть произведен случайным образом, однако эффективнее для начала поиска выбрать такое решение, при котором весь объем закупается у лучшего по предварительным оценкам поставщика.

Однако следует также учесть, что поставщик может ограничить минимальный объем, который он согласен поставить в рамках одного контракта. Значение части объема заказа u_i для каждого поставщика следует обговорить дополнительно еще на этапе проведения тендера.

Основные этапы предложенного метода:

Шаг 1. На первой итерации r=1 выбирается начальное решение задачи распределения Y_0.

Шаг 2. Вычисляются значения частных критериев оптимальности Φ_k для выбранного решения Y_0.

Шаг 3. Некоторым способом выбирается решение задачи распределения Y_r.

Шаг 4. Вычисляются значения частных критериев оптимальности Φ_k для решения Y_r.

Шаг 5. Согласно выражениям 7–11 определяется превосходящее решение Y_t.

Шаг 6. Если условие окончания поиска выполнено, то вычисления следует прекратить, а решение Y_t принять за приближенное решение задачи. В противном случае, следует положить $Y_0 = Y_t$ и перейти к шагу 3.

В качестве условия окончания итераций может быть использовано достижение предварительно заданного количества итераций, либо окончание полного перебора дискретного множества возможных решений Y_s.

Наилучшее решение Y_t будет содержать оптимальное распределение объема заказа U на i частей u_i.

3 РЕШЕНИЕ ЗАДАЧИ ЗАКАЗА КАБЕЛЕЙ ДЛЯ СТРОИТЕЛЬСТВА ПРОМЫШЛЕННОГО ОБЪЕКТА

Необходимо распределить объем заказа силовых кабелей для строительства крупного промышленного объекта. Тендерное задание включает следующую позицию:

Кабель силовой, 1 кВ, с медными жилами 2х185 мм. кв., в ПВХ не распространяющем горение (ВВГнг-1) – **1137 м.**

После проведения предварительного отбора, заказчики остановились на двух участниках:

1. «Энергопром» (Днепропетровск):
– цена за 1 ед. с НДС – **306,660 грн.;**
– общая сумма с НДС – **348 672,42 грн.;**
– срок исполнения – **30 дней.**
2. ООО «КОРТ» (Задачин):
– цена за 1 ед. с НДС – **344,66 грн.;**
– общая сумма с НДС – **391 878,97 грн.;**
– срок исполнения – **21 день.**

При этом коэффициенты относительных приоритетов критериев составляют:

– приоритет критерия «Стоимость заказа» d_P = 0,54;
– приоритет критерия «Срок исполнения» d_t = 0,46.

В таблицах 1 и 2 приведено множество решений распределения объема заказа с шагом дискретизации 0,2 и с учетом того, что поставщики не ограничили объем одной поставки.

Процесс поиска оптимального решения состоит из следующих шагов:

Шаг 1. За начальное решение Y_0 принимается распределение 1, при котором весь заказ выполняется вторым подрядчиком.

Шаг 2. Для Y_0 значения частных критериев оптимальности составляют:

$$\Phi_P = 391878{,}97 \text{ грн.},$$

$$\Phi_t = 21 \text{ день.}$$

Шаг 3. Выбирается значение Y_1 как распределение 2.

Шаг 4. Для Y_1 значения частных критериев оптимальности составляют:

$$\Phi_P = 0{,}2*348672{,}42 \text{ грн} + 0{,}8*391878{,}97 \text{ грн} = 383237{,}66 \text{ грн.},$$

$$\Phi_t = \max(\lceil 0{,}2*30 \rceil, \lceil 0{,}8*21 \rceil) = \max(6{,}17) = 17 \text{ дней.}$$

Шаг 5. Определяются меры изменения качества решения при переходе от Y_0 к Y_1.

$$\Delta\widetilde{\Phi}_P(Y_0, Y_1) = \frac{391878{,}97 - 383237{,}66}{391878{,}97} = 0{,}0221,$$

$$\Delta\widetilde{\Phi}_t(Y_0, Y_1) = \frac{21 - 17}{21} = 0{,}1905.$$

Таблица 1. Стоимость заказа из расчета его распределения на доли u_1 и u_2

№	Доля заказа u_1	Доля заказа u_2	Стоимость части заказа u_1	Стоимость части заказа u_2	Общая стоимость заказа
1	0	1	0,00	391 878,97	391 878,97
2	0,2	0,8	69 734,48	313 503,18	383 237,66
3	0,4	0,6	139 468,97	235 127,38	374 596,35
4	0,6	0,4	209 203,45	156 751,59	365 955,04
5	0,8	0,2	278 937,94	78 375,79	357 313,73
6	1	0	348 672,42	0,00	348 672,42

Таблица 2. Срок исполнения заказа из расчета его распределения на доли u_1 и u_2

№	Доля заказа u_1	Доля заказа u_2	Срок исполнения заказа u_1	Срок исполнения заказа u_2	Общий срок исполнения заказа
1	0	1	0	21	21
2	0,2	0,8	6	17	17
3	0,4	0,6	12	13	13
4	0,6	0,4	18	9	18
5	0,8	0,2	24	5	24
6	1	0	30	0	30

Шаг 6. Очевидно, что при переходе от Y_0 к Y_1 качество решения повышается по обоим параметрам, значит на данном этапе Y_1 – превосходящее решение, и дальнейший поиск следует продолжать относительно него.

Шаг 7. Выбирается значение Y_2 как распределение 3.

Шаг 8. Для Y_2 значения частных критериев оптимальности составляют:

$$\Phi_P = 0{,}4 * 348672{,}42 \text{ грн} + 0{,}6 * 391878{,}97 \text{ грн} = 374596{,}35 \text{ грн.},$$

$$\Phi_t = \max(\lceil 0{,}4*30 \rceil, \lceil 0{,}6*21 \rceil) = \max(12{,}13) = 13 \text{ дней.}$$

Шаг 9. Определяются меры изменения качества решения при переходе от Y_1 к Y_2.

$$\Delta\widetilde{\Phi}_P(Y_1, Y_2) = \frac{3383237{,}66 - 374596{,}35}{383237{,}66} = 0{,}0225,$$

$$\Delta\widetilde{\Phi}_t(Y_1, Y_2) = \frac{17 - 13}{17} = 0{,}2353.$$

Шаг 10. Очевидно, что при переходе от Y_1 к Y_2 качество решения повышается по обоим параметрам, значит на данном этапе Y_2 – превосходящее решение, и дальнейший поиск следует продолжать относительно него.

Шаг 11. Выбирается значение Y_3 как распределение 4.

Шаг 12. Для Y_3 значения частных критериев оптимальности составляют:

$$\Phi_P = 0{,}6 * 348672{,}42 \text{ грн} + 0{,}4 * 391878{,}97 \text{ грн} = 365955{,}04 \text{ грн.},$$

$$\Phi_t = \max(\lceil 0{,}6*30 \rceil, \lceil 0{,}4*21 \rceil) = \max(18{,}9) = 18 \text{ дней.}$$

Шаг 13. Определяются меры изменения качества решения при переходе от Y_2 к Y_3.

$$\Delta\widetilde{\Phi}_P(Y_2, Y_3) = \frac{374596{,}35 - 365955{,}04}{374596{,}35} = 0{,}0231.$$

$$\Delta\widetilde{\Phi}_t(Y_2, Y_3) = \frac{13 - 18}{18} = -0{,}2778;$$

Максимальное снижение качества решения при переходе от Y_2 к Y_3 составляет:

$$\Delta\widetilde{\Phi}_{\min}(Y_2, Y_3) = 0{,}46 * (-0{,}2778) = -0{,}1278.$$

Максимальное повышение качества решения при переходе от Y_2 к Y_3 составляет:

$$\Delta\widetilde{\Phi}_{\max}(Y_2, Y_3) = 0{,}54 * 0{,}0231 = 0{,}0125.$$

Поскольку

$$\left|\Delta\widetilde{\Phi}_{\max}(Y_2, Y_3)\right| < \left|\Delta\widetilde{\Phi}_{\min}(Y_2, Y_3)\right|,$$

превосходящим решением является Y_2.

Шаг 14. Выбирается значение Y_4 как распределение 5.

Шаг 15. Для Y_4 значения частных критериев оптимальности составляют:

$$\Phi_P = 0{,}8 * 348672{,}42 \text{ грн} + 0{,}2 * 391878{,}97 \text{ грн} = 357313{,}73 \text{ грн.},$$

$$\Phi_t = \max(\lceil 0{,}8*30 \rceil, \lceil 0{,}2*21 \rceil) = \max(24{,}5) = 24 \text{ дня.}$$

Шаг 16. Определяются меры изменения качества решения при переходе от Y_2 к Y_4.

$$\Delta\widetilde{\Phi}_P(Y_2,Y_4)=\frac{374596{,}35-357313{,}73}{374596{,}35}=0{,}0461\ ;$$

$$\Delta\widetilde{\Phi}_t(Y_2,Y_4)=\frac{13-24}{24}=-0{,}4583\ .$$

Максимальное снижение качества решения при переходе от Y_2 к Y_4 составляет:

$$\Delta\widetilde{\Phi}_{\min}(Y_2,Y_4)=0{,}46*(-0{,}45838)=-0{,}2108\ .$$

Максимальное повышение качества решения при переходе от Y_2 к Y_4 составляет:

$$\Delta\widetilde{\Phi}_{\max}(Y_2,Y_4)=0{,}54*0{,}0461=0{,}0249\ .$$

Поскольку

$$\left|\Delta\widetilde{\Phi}_{\max}(Y_2,Y_4)\right|<\left|\Delta\widetilde{\Phi}_{\min}(Y_2,Y_4)\right|,$$

превосходящим решением является Y_2.

Шаг 17. Выбирается значение Y_5 как распределение 6.

Шаг 18. Для Y_5 значения частных критериев оптимальности составляют:

$$\Phi_P=348672{,}42 \text{ грн.},$$

$$\Phi_t=30 \text{ дней}.$$

Шаг 19. Определяются меры изменения качества решения при переходе от Y_2 к Y_5.

$$\Delta\widetilde{\Phi}_P(Y_2,Y_5)=\frac{374596{,}35-348672{,}42}{374596{,}35}=0{,}0692,$$

$$\Delta\widetilde{\Phi}_t(Y_2,Y_5)=\frac{13-30}{30}=-0{,}5667.$$

Максимальное снижение качества решения при переходе от Y_2 к Y_5 составляет:

$$\Delta\widetilde{\Phi}_{\min}(Y_2,Y_5)=0{,}46*(-0{,}5667)=-0{,}2607.$$

Максимальное повышение качества решения при переходе от Y_2 к Y_5 составляет:

$$\Delta\widetilde{\Phi}_{\max}(Y_2,Y_5)=0{,}54*0{,}0692=0{,}0374\ .$$

Поскольку

$$\left|\Delta\widetilde{\Phi}_{\max}(Y_2,Y_5)\right|<\left|\Delta\widetilde{\Phi}_{\min}(Y_2,Y_5)\right|,$$

превосходящим решением является Y_2.

Таким образом, за 19 шагов был совершен полный перебор дискретного множества решений, заданных в таблицах 1 и 2. После завершения перебора наилучшим решением оказалось решение Y_2, которое соответствует распределению 3. Оптимальным решением задачи будет заключение контракта на 40 % заказа (455 м кабеля) с подрядчиком «Энергопром», и на 60 % заказа (682 м кабеля) с подрядчиком ООО «КОРТ».

При этом общая стоимость заказа уменьшается на 4 %, и общий срок исполнения заказа уменьшается на 38 % относительно решения, при котором весь заказ выполняет подрядчик ООО «КОРТ».

ВЫВОДЫ

Предложенный метод многокритериальной оптимизации позволил распределить объем заказа между несколькими поставщиками согласно критериям стоимости и срока исполнения заказа. При этом он учитывает относительные коэффициенты важности критериев, что позволяет отыскать оптимальное решение в том случае, когда критерии не равнозначны для текущего тендера.

Использование предложенного метода позволяет еще на этапе проведения тендера минимизировать затраты на заказы, уменьшить общее время выполнения заказа относительно планового, и избежать возможных задержек в поставках.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Guedas, B.* Compromise Based Evolutionary Multiobjective Optimization Algorithm for Multidisciplinary Optimization / Benoit Guedas, Xavier Gandibleux, Philippe Depince // Lecture Notes in Economics and Mathematical Systems. – 2011. – Volume 648. – P. 69–78.
2. *Seydel, J.* Multicriteria Support for Construction Bidding / J. Seydel, D. L. Olson // Mathematical and Computer Modelling. – 2001. – № 34. – P. 677–702.

Стаття надійшла до редакції 25.10.2013.

Колпакова Т. О.
Аспірант, Запорізького національного технічного університету, Україна

ОПТИМІЗАЦІЯ РОЗПОДІЛУ ОБСЯГУ ЗАМОВЛЕННЯ МІЖ ДЕКІЛЬКОХ ПОСТАЧАЛЬНИКІВ У ТЕНДЕРІ

Розглядається проблема оптимального розподілу обсягу замовлення між декількома постачальниками, які беруть участь у тендері. Запропоновано метод багатокритеріальної оптимізації розподілу обсягу замовлення між декількома постачальниками в тендері, який враховує відносні коефіцієнти важливості критеріїв, за якими проводиться оптимізація.

Ключові слова: багатокритеріальна оптимізація, розподіл обсягу замовлення, критерій оптимальності, відносні пріоритети критеріїв.

Kolpakova T. A.
Postgraduate student, Zaporizhzhya National Technical University, Ukraine

OPTIMIZATION OF DISTRIBUTION OF ORDERS AMONG MULTIPLE CONTRACTORS IN TENDERING

The problem of optimal distribution of orders among multiple contractors participating in the tender is considered.

During tendering when contract is prepared for signing, some additional requirements can appear. If the selected contractor can't satisfy them, client should choose another contractor or organize one more tender. To avoid this situation client may want to split job among several contractors.

A method for multi-objective optimization of distribution of orders among several contractors in the tender, which takes into account the relative importance of factors of optimization criteria is proposed.

Keywords: multi-objective optimization, distribution of the order volume, criterion of optimality, relative priorities of criteria.

REFERENCES

1. Guedas B., Gandibleux X., Depince Ph. Compromise Based Evolutionary Multiobjective Optimization Algorithm for Multidisciplinary Optimization, Lecture Notes in Economics and Mathematical Systems, 2011, Volume 648, pp. 69–78.
2. Seydel J., Multicriteria Support for Construction Bidding, *Mathematical and Computer Modelling,* 2001, No. 34, pp. 677–702.

УДК 62–50:519.7/8

Левин В. И.

Д-р техн. наук, профессор, Пензенский государственный технологический университет, Россия

УСТОЙЧИВОСТЬ РЕШЕНИЯ ЗАДАЧ ОПТИМАЛЬНОГО ПРОЕКТИРОВАНИЯ СИСТЕМ С ИНТЕРВАЛЬНЫМИ ПАРАМЕТРАМИ

Рассмотрена задача оптимизации неполностью определенных (недетерминированных) функций, т.е. функций с параметрами, заданными лишь с точностью до интервала. Показано, что решение этой проблемы требует также рассмотрения задачи определения устойчивости оптимума к варьированию значений параметров функции. Предлагается метод нахождения оптимума функций и определения его устойчивости методами интервальной математики.

Ключевые слова: оптимизация систем, неопределенность, устойчивость оптимума, варьирование параметров, интервальная математика.

ВВЕДЕНИЕ

На сегодняшний день в мире имеется обширная литература по оптимизации (оптимальному проектированию) различных систем с детерминированными параметрами – технических, экономических и т. д. Соответствующие задачи формулируются как задачи математического программирования с целевыми функциями и функциями ограничений, параметры которых являются детерминированными величинами. Однако на практике по объективным причинам чаще встречаются системы с недетерминированными параметрами. Оптимизация такого рода систем формализуется в виде задач математического программирования с целевыми функциями и функциями ограничений, параметры которых – различные недетерминированные величины: случайные, нечеткие, интервальные и т. д. Эти задачи, вообще говоря, сложнее детерминированных. Они требуют обобщения понятия экстремума функции, выяснения условия его существования, связанных с недетерминированностью параметров функции, и создания специальных методов поиска экстремума таких функций.

Известно три различных подхода к решению недетерминированных задач математического программирования: детерминированный, вероятностный [1] и интервальный [2]. Детерминированный подход заключается в решении задачи для определенных значений ее параметров, выбранных внутри соответствующих заданных областей неопределенности. Например, могут быть выбраны центры (середины) областей неопределенности параметров (центральная стратегия), наихудшее сочетание значений параметров задачи (пессимистическая стратегия), их наилучшее сочетание (оптимистическая стратегия) и т. д. Вероятностный подход заключается в решении задачи для усредненных (ожидаемых, в смысле математического ожидания) значений ее параметров, что предполагает задание вероятностной меры внутри соответствующих областей неопределенности. Оба указанных подхода объединяет предварительная детерминизация параметров задачи, выполняемая перед ее оптимальным решением. В отличие от них, интервальный подход не предполагает детерминизации параметров задачи, которые задаются в интервальной форме – в данном подходе оптимальное решение задачи проводится в ее «естественной форме», т.е. на основе прямого сравнения недетерминированных значений целевой функции, соответствующих различным значениям вектора аргументов, и выборе оптимального (максимального или минимального) значения данной функции. Достоинства и недостатки указанных трех подходов рассмотрены в [1–8].

Изложенные подходы к решению недетерминированных задач математического программирования, при всем их очевидном различии, объединяет одна существенная черта. А именно, все они предназначены для решения задач оптимизации, в которых параметры целевых функций и функций ограничений точно не известны. Поэтому мы не можем ограничиться простым отысканием оптимального решения нашей задачи, используя один из упомянутых выше методов. В самом деле, из-за отсутствия при решении задачи точных значений ее параметров может оказаться, что действительные значения параметров задачи несколько отличаются от тех, которые были приняты в процессе отыскания решения. В этом случае, для того чтобы найденное оптимальное решение задачи имело содержательный прикладной смысл, нам нужно, чтобы оно еще обладало следующим свойством: при небольшом варьировании значении параметров решаемой задачи ее оптимальное решение должно по-прежнему существовать. При этом точка, в которой достигается оптимум целевой функции, может переместиться из исходного положения в новое положение, которое, однако, должно быть близко к исходному. Другими словами, требуется, чтобы найденное оптимальное решение неполностью определенной (недетерминированной) задачи математического программирования было устойчивым относительно небольших количественных изменений ее параметров.

© Левин В. И., 2013

1 ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим сначала детерминированный случай. Пусть задана некоторая произвольная непрерывная функция n переменных

$$y = F(x_1,...,x_n), \quad (1)$$

где параметры (коэффициенты) ее явного представления $p_k, k=\overline{1,l}$, известны точно. Будем рассматривать функцию (1) в ограниченной области, определяемой системой ограничений

$$\Phi_i(x_1,...,x_n) \le b_i, \quad i=\overline{1,m}\}, \quad (2)$$

в которой параметры $q_s, s=\overline{1,t}$, явного представления функций ограничений Φ_i и правые части b_i также известны точно.

Тогда относительно функции (1) можно сформулировать полностью определенную задачу условной оптимизации (задачу математического программирования)

$$F(x_1,...,x_n) = \max, \quad (3)$$

при условии

$$\Phi_i(x_1,...,x_n) \le b_i, i=\overline{1,m}\}. \quad (4)$$

Решением задачи (3), (4) является некоторая точка $x^* = (x_1^*,...,x_n^*)$ (множество точек $M=\{x^*\}$) области (4), в которой целевая функция F достигает максимального значения $F_{\max}$. В современном математическом программировании разработано множество различных методов эффективного решения задач вида (3), (4), ориентирующихся на тип целевой функции F, а также функций ограничений $\Phi_i, i=\overline{1,m}$.

Предположим теперь, что в задаче оптимизации (3), (4) параметры явного представления целевой функции F, а также параметры явного представления функций ограничений Φ_i и правые части ограничений b_i известны не точно, а приближенно. Тогда, в соответствии со сказанным в п. 1, мы должны совместно с задачей условной оптимизации (3), (4) рассматривать еще следующую задачу: проверка устойчивости (неустойчивости) решения задачи (3), (4) относительно небольших количественных изменений ее параметров.

В отличие от существующих сегодня методов изучения устойчивости решения задач оптимизации [5], будем рассматривать все возможные количественные изменения каждого параметра задачи как единое целое. Такое рассмотрение позволяет задавать все возможные количественные изменения параметров задач оптимизации в теоретико-множественных терминах. Простейший способ такого задания заключается в том, чтобы задать совокупность указанных изменений параметров задачи в виде соответствующих числовых интервалов. Преимущество такого подхода к изучению устойчивости решения задач оптимизации состоит в том, что в его рамках изучать устойчивость задач оптимизации можно с помощью хорошо разработанных методов интервальной математики [9].

Итак, совместно с полностью определенной задачей (3), (4) мы должны рассмотреть производную от нее интервальную задачу условной оптимизации

$$\tilde{F}(x_1,...,x_n) = \max, \quad (5)$$

при условии

$$\tilde{\Phi}_i(x_1,...,x_n) \le \tilde{b}_i, i=\overline{1,m}\}. \quad (6)$$

Целевая функция $\tilde{F}$ интервальной задачи оптимизации (5), (6) получается из целевой функции F искомой, полностью определенной задачи оптимизации (3), (4) путем замены ее точных параметров $p_k, k=\overline{1,l}$, соответствующими интервальными параметрами $\tilde{p}_k = [p_{k1}, p_{k2}], k=\overline{1,l}$, которые и определяют интервальную целевую функцию $\tilde{F}$. Аналогично этому, любая функция ограничений $\tilde{\Phi}_i, i=\overline{1,m}$, интервальной задачи условной оптимизации (5), (6) получается из соответствующей функции $\Phi_i, i=\overline{1,m}$, исходной полностью определенной задачи (3), (4) заменой ее точно известных параметров $q_{si}, s=\overline{1,t}, i=\overline{1,m}$, соответствующими интервальными параметрами $\tilde{q}_{si} = [q_{si1}, q_{si2}], s=\overline{1,t}, i=\overline{1,m}$. Точно так же интервальные параметры $\tilde{b}_i, i=\overline{1,m}$, в ограничениях интервальной задачи условной оптимизации (5), (6) заменяют собой соответствующие точно известные параметры $b_i, i=\overline{1,m}$ в ограничениях исходной, полностью определенной задачи оптимизации (3), (4).

Будем называть полностью определенную задачу условной оптимизации (математического программирования) (3), (4) макроустойчивой, если она имеет решение и, кроме того, имеет решение производная от нее интервальная задача оптимизации (5), (6).

Далее, будем называть полностью определенную задачу условной оптимизации (математического программирования) (3), (4) микроустойчивой, если она макроустойчива и, сверх того, существует пара решений (x', x''), где $x' = (x_1',...,x_n')$ – некоторая точка решения задачи оптимизации (3), (4), а $x'' = (x_1'',...,x_n'')$ – некоторая точка решения задачи (5), (6), расстояние между которыми $D(x', x'')$ не превосходит заданной достаточно малой величины d.

Задача настоящего исследования – разработать алгоритмы определения макро- и микроустойчивости полностью определенных задач условной оптимизации типа (3), (4).

2 МАТЕМАТИЧЕСКИЙ АППАРАТ

В основу решения поставленной задачи положим аппарат интервальной математики [9], где алгебраические операции над интервальными числами

$\tilde{a}=[a_1,a_2]$, $\tilde{b}=[b_1,b_2]$,... вводятся как следующие теоретико-множественные конструкции

$$\tilde{a}+\tilde{b}=\{a+b \mid a\in\tilde{a}, b\in\tilde{b}\},\ \tilde{a}-\tilde{b}=$$
$$=\{a-b \mid a\in\tilde{a}, b\in\tilde{b}\},\ k\tilde{a}=\{ka \mid a\in\tilde{a}\},... \qquad (7)$$

и т. д. Другими словами, любая операция над интервалами определяется на основе соответствующей операции над точечными величинами, при условии, что конкретные значения величин пробегают все возможные значения из соответствующих интервалов. Из введенных алгебраических операций над интервалами вытекают простые правила выполнения операций:

$$[a_1,a_2]+[b_1,b_2]=[a_1+b_1,\ a_2+b_2],$$

$$[a_1,a_2]-[b_1,b_2]=[a_1-b_2,\ a_2-b_1];$$

$$k[a_1,a_2]=\begin{cases}[ka_1,ka_2],\ k>0,\\ [ka_2,ka_1],\ k<0;\end{cases}$$

$$[a_1,a_2]\cdot[b_1,b_2]=[\min_{i,j}(a_i\cdot b_j),\max_{i,j}(a_i\cdot b_j)];$$

$$[a_1,a_2]/[b_1,b_2]=[a_1.a_2]\cdot[1/b_2,1/b_1]. \qquad (8)$$

Введем теперь операции сравнения интервальных чисел [2, 8]. Попытаемся сравнить интервалы $\tilde{a}=[a_1,a_2]$ и $\tilde{b}=[b_1,b_2]$, рассматривая их как интервальные числа. Естественно начать со сравнения интервалов $\tilde{a}$ и $\tilde{b}$ на базе сравнений в отдельных парах вещественных чисел (a_i,b_j), где $a_i\in\tilde{a}, b_i\in\tilde{b}$. Однако такой подход приведет нас к провалу, так как в общем случае одни пары чисел (a_i,b_j) будут находиться в отношении $a_i>b_j$, а другие – в противоположном отношении: $a_i<b_j$. Единственное, что остается – реализовать операцию сравнения интервалов на теоретико-множественном уровне, подобно алгебраическим операциям над интервалами (7). В соответствии со вышесказанным, введем операции взятия максимума $\vee$ и минимума $\wedge$ двух интервальных чисел $\tilde{a}=[a_1,a_2]$ и $\tilde{b}=[b_1,b_2]$ в виде конструкций

$$\tilde{a}\vee\tilde{b}=\{a\vee b \mid a\in\tilde{a}, b\in\tilde{b}\},$$

$$\tilde{a}\wedge\tilde{b}=\{a\wedge b \mid a\in\tilde{a}, b\in\tilde{b}\}. \qquad (9)$$

Операция взятия максимума (минимума) из двух интервалов $\tilde{a}$ и $\tilde{b}$, согласно (9), определяется как нахождение максимума (минимума) из двух точечных величин a и b, при условии, что конкретные значения этих величин пробегают все возможные значения соответственно из интервалов $\tilde{a}$ и $\tilde{b}$. Чтобы интервалы $\tilde{a}$ и $\tilde{b}$ можно было сравнить по величине, установив их отношение ($\tilde{a}\geq\tilde{b}$ или $\tilde{a}\leq\tilde{b}$), нужно, чтобы: 1) введенные операции $\vee,\wedge$ над этими интервалами существовали; 2) их результатом был один из операндов $\tilde{a}$ или $\tilde{b}$; 3) операции $\vee,\wedge$ были согласованными между собой, т. е. было выполнено условие: если большим (меньшим) является один из интервалов $\tilde{a},\tilde{b}$, то меньшим (большим) является другой из них. Условие сравнимости величин двух интервалов является, очевидно, необходимым и достаточным условием. Однако легко доказать, что условие согласованности операций $\vee$ и $\wedge$ над интервалами выполняется всегда (для любой пары интервалов $(\tilde{a},\tilde{b})$). Также всегда (для любой пары интервалов) выполняется условие существования введенных нами выше операций взятия максимума $\vee$ и минимума $\wedge$ двух интервалов, причем результатом операции оказывается некоторый, вообще говоря, новый интервал. В конечном итоге необходимое и достаточное условие сравнимости интервалов $\tilde{a}$ и $\tilde{b}$ превращается в условие, по которому операции $\tilde{a}\vee\tilde{b}$ и $\tilde{a}\wedge\tilde{b}$ должны давать в результате обязательно один из интервалов-операндов: $\tilde{a}$ или $\tilde{b}$. Такая формулировка условия сравнимости интервалов дает возможность получения его в конструктивной форме, пригодной, к тому же, для практического применения. Это является базовой формой условия.

Теорема 1. Для сравнимости двух интервалов $\tilde{a}=[a_1,a_2]$ и $\tilde{b}=[b_1,b_2]$ и их нахождения между собой в отношении $\tilde{a}\geq\tilde{b}$ необходимо и достаточно, чтобы одноименные границы этих интервалов удовлетворяли условиям

$$a_1\geq b_1,\ a_2\geq b_2, \qquad (10)$$

а для сравнимости этих интервалов и их нахождения между собой в отношении $\tilde{a}\leq\tilde{b}$ – чтобы удовлетворялись следующие условия:

$$a_1\leq b_1,\ a_2\leq b_2. \qquad (11)$$

Согласно утверждению теоремы 1, интервалы $\tilde{a}$ и $\tilde{b}$ являются сравнимыми и находятся в определенном отношении порядка $\tilde{a}\geq\tilde{b}$ или $\tilde{a}\leq\tilde{b}$ только когда в таком же отношении находятся их одноименные границы a_1,b_1 и a_2,b_2. Другими словами, для сравнимости интервалов меньший интервал должен быть сдвинут обеими границами влево относительно большего интервала. Итак, с помощью теоремы 1 сравнение двух интервалов и выбор большего (меньшего) из них сводится к сравнению одноименных границ этих интервалов, являющихся точно известными вещественными числами.

Теорема 2. Для несравнимости двух интервалов $\tilde{a}=[a_1,a_2]$ и $\tilde{b}=[b_1,b_2]$, т. е. для того, чтобы они не находились ни в отношении $\tilde{a}\geq\tilde{b}$, ни в отношении $\tilde{a}\leq\tilde{b}$, необходимо и достаточно, чтобы одноименные границы интервалов удовлетворяли условиям

$$a_1<b_1,\ a_2>b_2 \quad \text{или} \quad b_1<a_1,\ b_2>a_2. \qquad (12)$$

Стоит отметить, что условия (12) обозначают ту ситуацию, когда один интервал на числовой оси полностью «накрывает» другой.

Теорема 2 показывает существование случаев несравнимости интервалов. Несравнимость некоторых интервалов – естественное следствие того, что, в отличие от точных вещественных чисел, интервальные числа задаются с некоторой неопределенностью (точно известно, что вещественное число принимает некоторое значение в заданном интервале, но не известно, какое именно это значение). Далее, теоремы 1 и 2, посвященные сравнению пар интервалов, можно обобщить на системы с произвольным числом интервалов.

Теорема 3. Для существования в системе интервалов $\tilde{a}(1)=[a_1(1),a_2(1)], \tilde{a}(2)=[a_1(2),a_2(2)],...$ максимального интервала необходимо и достаточно, чтобы его границы располагались относительно одноименных границ всех остальных интервалов согласно следующим условиям

$$a_1(1) \ge a_1(2),\ a_1(1) \ge a_1(3),...;$$

$$a_2(1) \ge a_2(2),\ a_2(1) \ge a_2(3),... \qquad (13)$$

Условия-неравенства (13) записаны для конкретного случая, когда максимальным является интервал $\tilde{a}(1)$, что не ограничивает общности.

Теорема 4. Для существования в системе интервалов $\tilde{a}(1)=[a_1(1),a_2(1)], \tilde{a}(2)=[a_1(2),a_2(2)],...$ минимального интервала необходимо и достаточно, чтобы его границы были расположены относительно одноименных границ всех остальных интервалов согласно условиям

$$a_1(1) \le a_1(2),\ a_1(1) \le a_1(3),...;$$

$$a_2(1) \le a_2(2),\ a_2(1) \le a_2(3),... \qquad (14)$$

Условия (14), аналогично условиям (13), записаны для случая, когда минимальным является интервал $\tilde{a}(1)$, что не ограничивает общности.

Теоремы 3, 4 означают, что интервал является максимальным (минимальным) из интервалов системы только если максимальны (минимальны) его нижняя граница – среди нижних границ всех интервалов – и верхняя граница – среди верхних границ всех интервалов.

3 МАКРОУСТОЙЧИВОСТЬ ЗАДАЧИ УСЛОВНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ

Обратимся к полностью определенной задаче условной оптимизации (3), (4) и опишем метод установления макроустойчивости этой задачи. Полностью определенная задача условной оптимизации (3), (4) по определению (см. п. 2) является макроустойчивой, если она сама и производная от нее интервальная задача условной оптимизации (5), (6) имеют решения. Существование решения полностью определенной задачи условной оптимизации (3), (4) можно установить с помощью общеизвестных методов математического программирования [10–12], так что здесь нет никаких проблем. Сложнее обстоит дело с проверкой существования решения интервальной задачи условной оптимизации (5), (6). Здесь эффективным оказывается применение детерминизационного метода решения задач интервальной оптимизации [2, 8, 13].

Интервальная задача условной оптимизации (5), (6) имеет интервальную целевую функцию $\tilde{F}(x_1,...,x_n)$, интервальные функции ограничений $\tilde{\Phi}_i, \overline{1,m}$, в левых частях ограничений и интервальные параметры $\tilde{b}_i, i=\overline{1,m}$, в правых частях. Используя формулы элементарных преобразований интервалов (8), функции $\tilde{F}$ и $\tilde{\Phi}_i$ можно представить явно в интервальной форме. Так же можно представить и параметры $\tilde{b}_i$. Все эти представления записываются в виде

$$\begin{aligned} &\tilde{F}(x_1,...,x_n)=[F_1(x_1,...,x_n),F_2(x_1,...,x_n)], \\ &\tilde{\Phi}_i(x_1,...,x_n)=[\Phi_{i1}(x_1,...,x_n),\Phi_{i2}(x_1,...,x_n)], \quad i=\overline{1,m}, \\ &\tilde{b}_i=[b_{i1},b_{i2}], \qquad\qquad\qquad\qquad\qquad\qquad i=\overline{1,m}. \end{aligned} \qquad (15)$$

После этого всю интервальную задачу условной оптимизации (5), (6) также можно переписать в явном интервальном виде

$$[F_1(x_1,...,x_n),F_2(x_1,...,x_n)]=\max, \qquad (16)$$

$$[\Phi_{i1}(x_1,...,x_n),\Phi_{i2}(x_1,...,x_n)] \le [b_{i1},b_{i2}], \quad i=\overline{1,m}\}. \qquad (17)$$

От интервального представления задачи (16), (17) перейдем к ее эквивалентному представлению в виде пары полностью определенных (детерминированных) задач условной оптимизации, которое уже поддается решению. Для этого сначала по теореме 3 представим интервальное уравнение (16) в виде эквивалентной пары детерминированных уравнений

$$F_1(x_1,...,x_n)=\max, F_2(x_1,...,x_n)=\max. \qquad (18)$$

Далее, по теореме 1 представим систему интервальных неравенств (17) в виде эквивалентной системы обычных детерминированных неравенств

$$\Phi_{i1}(x_1,...,x_n) \le b_{i1},\ \Phi_{i2}(x_1,...,x_n) \le b_{i2},\ i=\overline{1,m}. \qquad (19)$$

Соединив пару уравнений оптимизации (18) с системой неравенств-ограничений (19), получаем совокупность двух полностью определенных задач условной оптимизации вида (3), (4)

$$\begin{aligned} &F_1(x_1,...,x_n)=\max, \\ &\left.\begin{aligned} &\Phi_{i1}(x_1,...,x_n) \le b_{i1},\ i=\overline{1,m}, \\ &\Phi_{i2}(x_1,...,x_n) \le b_{i2},\ i=\overline{1,m}, \end{aligned}\right\} \end{aligned} \qquad (20)$$

$$F_2(x_1,...,x_n) = \max,$$
$$\left.\begin{aligned}\Phi_{i1}(x_1,...,x_n) \le b_{i1},\ i=\overline{1,m},\\ \Phi_{i2}(x_1,...,x_n) \le b_{i2},\ i=\overline{1,m},\end{aligned}\right\} \quad (21)$$

эквивалентную исходной интервальной задаче условной оптимизации (5), (6). Задачу (20) будем называть нижней граничной задачей интервальной задачи (5), (6), а задачу (21) – верхней граничной задачей. Итак, для получения решения интервальной задачи (5), (6) нужно решить ее нижнюю (20) и верхнюю (21) граничные задачи. В общем случае решение нижней граничной задачи имеет вид $\{M_{\text{н}}(x), F_{1,\max}\}$, а верхней граничной задачи – вид $\{M_{\text{в}}(x), F_{2,\max}\}$.

Здесь $M_{\text{н}}(x), M_{\text{в}}(x)$ – множества точек решения $x=(x_1,...,x_n)$ нижней и верхней граничных задач, а $F_{1,\max}, F_{2,\max}$ – полученные максимальные значения целевых функций этих задач. Решение интервальной задачи оптимизации (5), (6) формируется из решений ее нижней и верхней граничных задач и имеет вид

$$\{x^* \in M_{\text{н}}(x) \cap M_{\text{в}}(x);\quad \tilde{F}_{\max} = [F_{1,\max}, F_{2,\max}]\ \}. \quad (22)$$

Согласно (22), в качестве точки решения x^* интервальной задачи оптимизации (5), (6) выбирается любая точка из пересечения множеств точек решения ее нижней и верхней граничных задач, а в качестве максимального значения интервальной целевой функции $\tilde{F}_{\max}$ – интервал от максимального значения целевой функции нижней задачи $F_{1,\max}$ до максимального значения целевой функции верхней задачи $F_{2,\max}$.

Из выполненного процесса построения решения интервальной задачи условной оптимизации вида (5), (6) и определения макроустойчивости полностью определенной задачи условной оптимизации (3), (4) вытекает следующая основная теорема.

Теорема 5. Для того чтобы полностью определенная задача условной оптимизации (3), (4) была макроустойчива, необходимо и достаточно, чтобы: 1) эта задача имела решение; 2) интервальная задача оптимизации (5), (6), производная от задачи (3), (4), имела нижнюю и верхнюю граничные задачи, обладающие решениями; 3) множества решений нижней и верхней граничных задач интервальной задачи оптимизации (5), (6) пересекались.

Сформулированная выше теорема 5 определяет следующий алгоритм для проверки произвольной полностью определенной (детерминированной) задачи условной оптимизации, имеющей вид (3), (4), на макроустойчивость:

Шаг 1. Используя подходящие для конкретного типа целевой функции методы решения полностью определенных (детерминированных) задач условной оптимизации [10–12], ищем решение $x'=(x_1',...,x_n')$ задачи (3), (4). Одновременно с этим проверяется и существование (несуществование) решения этой задачи.

Шаг 2. Задаваясь некоторыми подходящими значениями интервальных параметров целевой функции F, функций ограничений Φ_i, $i=\overline{1,m}$, и правых частей ограничений b_i, $i=\overline{1,m}$ полностью определенной задачи условной оптимизации (3), (4), строим производную от нее интервальную задачу условной оптимизации (5), (6).

Шаг 3. Используя формулы интервальной математики (8), выражающие результаты элементарных преобразований интервалов, представляем целевую функцию $\tilde{F}$, функции ограничений $\tilde{\Phi}_i$, $i=\overline{1,m}$, а также правые части ограничений $\tilde{b}_i$, $i=\overline{1,m}$, интервальной задачи условной оптимизации (5), (6) в интервальной форме (15).

Шаг 4. По найденным на шаге 3 интервальным представлениям функций $\tilde{F}, \tilde{\Phi}_i$, $i=\overline{1,m}$, и параметров $\tilde{b}_i$, $i=\overline{1,m}$, формируем нижнюю (20) и верхнюю (21) граничные задачи интервальной задачи оптимизации (5), (6).

Шаг 5. Используя те же самые методы, что и на шаге 1, ищем решения оптимизационных задач (20) и (21). Одновременно с этим проверяем существование или несуществование решений указаных задач. Полные решения задач условной оптимизации вида (20, (21) имеют соответственно вид $\{M_{\text{н}}(x), F_{1,\max}\}, \{M_{\text{в}}(x), F_{2,\max}\}$, где $M_{\text{н}}(x)$ – множество точек x решения нижней, $M_{\text{в}}(x)$ – множество точек x решения верхней граничной задачи.

Шаг 6. Проверяется наличие (отсутствие) пересечения найденных в результате решения задач (20) и (21) множеств $M_{\text{н}}(x), M_{\text{в}}(x)$.

Итог. Если в результате работы алгоритма выяснилось, что полностью определенная задача условной оптимизации (3), (4) имеет решение, а производная от нее интервальная задача (5), (6) имеет нижнюю и верхнюю граничные задачи, обладающие решениями, причем множества этих решений пересекаются, то задача оптимизации (3), (4) является макроустойчивой. В противном случае задача (3), (4) не является макроустойчивой.

4 МИКРОУСТОЙЧИВОСТЬ ЗАДАЧИ УСЛОВНОЙ ОПТИМИЗАЦИИ

Снова обратимся к полностью определенной задаче условной оптимизации (3), (4) и опишем метод установления микроустойчивости этой задачи.

Полностью определенная задача условной оптимизации (3), (4) по определению (см. п. 2) является микроустойчивой, если она обладает свойством макроустойчивости и, кроме того, существует пара решений (x', x''), где $x'=(x_1',...,x_n')$ – некоторое решение исходной полностью определенной задачи (3), (4), а $x''=(x_1'',...,x_n'')$ – какое-то решение производной от нее интервальной задачи условной оптимизации (5), (6), расстояние между которыми $D(x', x'')$ не превосходит заданной достаточно малой величины d. Из этого определения напрямую вытекает следующий алгоритм проверки произвольной полностью определенной задачи условной оптимизации вида (3), (4) на микроустойчивость.

Шаг 1. С помощью 6-шагового алгоритма, изложенного в п. 4, проверяем задачу (3), (4) на макроустойчивость. В случае отрицательного результата (задача (3), (4) не макроустойчива) конец алгоритма, с выводом: задача (3), (4) не является микроустойчивой. При положительном результате проверки (задача (3), (4) макроустойчива) переход к шагу 2.

Шаг 2. Выбираем некоторую произвольную точку решения $x' = (x'_1, ..., x'_n)$ задачи (3), (4), найденную на шаге 1. После этого добавляем к ней какую-либо точку решения $x'' = (x''_1, ..., x''_n)$ соответствующей интервальной задачи (5), (6), также найденную на шаге 1. В результате получаем пару решений (x', x'') указанных двух задач.

Шаг 3. Вычисляем величину расстояния $D(x', x'')$ между точками решения x', x'' указанных двух задач, используя для этого формулу

$$D(x', x'') = \sqrt{(x'_1 - x''_1)^2 + ... + (x'_n - x''_n)^2} \ . \qquad (23)$$

Шаг 4. Проверяем выполнение неравенства, сравнивающего расстояние $D(x', x'')$ с некоторой изначально заданной достаточно малой величиной d:

$$D(x', x'') \le d \ . \qquad (24)$$

Если условие (24) выполнено, задача оптимизации (3), (4) объявляется микроустойчивой и конец алгоритма. В противном случае совершается переход к шагу 2, в котором теперь к точке решения $x' = (x'_1, ..., x'_n)$ задачи (3), (4), найденной на шаге 1, добавляется какая-то другая точка решения $x'' = (x''_1, ..., x''_n)$ задачи (5), (6) из числа найденных на шаге 1. В результате получаем новую пару решений (x', x'') и т. д.

Итог. Если в результате работы алгоритма после некоторого достаточного числа шагов получена пара решений (x', x''), удовлетворяющая неравенству (24), процедура останавливается и задача (3), (4) объявляется микроустойчивой. В противном случае процедура также останавливается, но задача (3), (4) признается не обладающей свойством микроустойчивости.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

В статье показано, что проблема оптимизации неполностью определенных функций не может ограничиться только отысканием точки оптимума и значения в ней нашей функции, но и должна включать в себя задачу определения устойчивости найденного оптимума. Последнее означает, что при небольшом варьировании параметров оптимизируемой функции ее оптимум должен по-прежнему существовать и находиться в точке, близкой к точке исходного оптимума. Для установления устойчивости оптимума неполностью определенных функций предложена специальная эффективная методика, основанная на аппарате интервальной математики.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Первозванский, А. А.* Математические модели в управлении производством / А. А. Первозванский. – М. : Наука, 1975. – 616 с.
2. *Левин, В. И.* Интервальное дискретное программирование / В. И. Левин // Кибернетика и системный анализ. – 1994. – № 6. – С. 91–103.
3. *Libura, M.* Integer Programming Problems with Inexact Objective Function / M. Libura // Control and Cybernetic. – 1980. – Vol. 9, No. 4. – P. 189–202.
4. *Тимохин, С. Г.* О задачах линейного программирования в условиях неточных данных / С. Г. Тимохин, А. В. Шапкин // Экономика и математические методы. – 1981. – Том 17, № 5. – С. 955–963.
5. *Рощин, В. А.* Вопросы решения и исследования одного класса задач неточного целочисленного программирования / В. А. Рощин, Н. В. Семенова, И. В. Сергиенко // Кибернетика. – 1989. – № 2. – С. 42–46.
6. *Семенова, Н. В.* Решение одной задачи обобщенного целочисленного программирования / Н. В. Семенова // Кибернетика. – 1984. – № 5. – С. 25–31.
7. *Вощинин, А. П.* Оптимизация в условиях неопределенности / А. П. Вощинин, Г. Р. Сотиров. – М. : Изд-во МЭИ, 1989. – 224 с.
8. *Левин, В. И.* Интервальные методы оптимизации систем в условиях неопределенности / *В. И. Левин.* – Пенза : изд-во Пензенского технологического института, 1999. – 95 с.
9. *Алефельд, Г.* Введение в интервальные вычисления / Г. Алефельд, Ю. Херцбергер. – М. : Мир, 1987. – 360 с.
10. *Юдин, Д. Б.* Задачи и методы линейного программирования / Д. Б. Юдин, Е. Г. Гольдштейн. – М. : Советское радио, 1964. – 350 с.
11. *Корбут, А. А.* Дискретное программирование / А. А. Корбут, Ю. Ю. Финкельштейн. – М. : Наука, 1969. – 280 с.
12. *Левин, В. И.* Структурно-логические методы исследования сложных систем / В. И. Левин. – М. : Наука, 1987. – 304 с.
13. *Левин, В. И.* Дискретная оптимизация в условиях интервальной неопределенности / В. И. Левин // Автоматика и телемеханика. – 1992. – № 7. – С. 97–106.

Стаття надійшла до редакції 13.08.2013.

Левін В. І.
Д-р техн. наук, професор, Пензенськiй державний технологічний університет, Росія

СТАБІЛЬНІСТЬ ВИРІШЕННЯ ЗАВДАНЬ ОПТИМАЛЬНОГО ПРОЕКТУВАННЯ СИСТЕМ З ІНТЕРВАЛЬНИМИ ПАРАМЕТРАМИ

Розглянуто задачу оптимізації неповністю певних (недетермінованих) функцій, тобто функцій з параметрами, заданими лише з точністю до інтервалу. Показано, що вирішення цієї проблеми потребує також розгляду завдання визначення стійкості оптимуму до варіювання значень параметрів функції. Пропонується метод знаходження оптимуму функцій і визначення його стійкості методами інтервальної математики.

Ключові слова: оптимізація систем, невизначеність, стійкість оптимуму, варіювання параметрів, інтервальна математика.

Levin V. I.
Dr. Sci., professor, Penza State Technological University, Russia

THE STABILITY OF SOLUTION OF SYSTEMS WITH UNDEFINED PARAMETERS OPTIMAL DESIGN PROBLEM

Our article considers the problem of optimization of incompletely specified functions, namely, functions which parameters are given within range of possible values. It is shown that solution of this problem also requires solving problem of determining stability of optimum of such functions to variation of values of their parameters. A method for obtaining such optimum of incompletely defined functions is presented. Method uses determination of problem. It allows to split original non-deterministic problem into two optimization problem of deterministic functions, which are solved separately. After that solutions are combined into one which is a solution of original problem. The article also provides a method for determining the stability of the optimum found of incompletely defined functions by methods of interval mathematics. We formulate 5 theorems determining the conditions for existence of optimum of incompletely defined function and its resistance to changing the function parameters. Algorithms for verifying the stability function are given

Keywords: system optimization, uncertainty, stability of optimum, variation of parameters, interval mathematics.

REFERENCES

1. Pervozvanskiy A. A. Matematicheskie modeli v upravlenii proizvodstvom, Moscow, Nauka, 1975, 616 p.
2. Levin V. I. Intervaljnoe diskretnoe programmirovanie, *Kibernetika i sistemniy analiz*, 1994, No. 6, pp. 91–103.
3. Libura M. Integer Programming Problems with Inexact Objective Function, *Control and Cybernetic,* 1980, Vol. 9, No. 4, pp. 189–202.
4. Timokhin S. G., Shapkin A. V. O zadachah linejnogo programmirovaniya v usloviyah netochnyh dannyh, *Ekonomika i matematicheskie metody,* 1981, Vol. 17, No. 5, pp. 955–963.
5. Rothin V. A., Semenova N. V., Sergienko I. V. Voprosy resheniya i issledovaniya odnogo klassa zadach netochnogo celochislennogo programmirovaniya, *Kibernetika,* 1989, No. 2, pp. 42–46.
6. Semenova N. V. Reshenie odnoy zadachi obobschennogo celochislennogo programmirovaniya, *Kibernetika,* 1984, No. 5, pp. 25–31.
7. Voschinin A. P., Sotirov G. R. Optimizaciya v usloviyah neopredelennosti, Moscow, Izd-vo MEI, 1989, 224 p.
8. Levin V. I. Intervalnie metody optimizacii sistem v usloviyah neopredelennosti. Penza, Izd-vo Penzenskogo tehnologicheskogo instituta, 1999, 95 p.
9. Alefeld G., Hercberger Yu. Vvedenie v intervalnye vychisleniya. Moscow, Mir, 1987, 360 p.
10. Yudin D. B., Goldshtein E. G. Zadachi i metody linejnogo programmirovaniya. Moscow, Sovetskoe radio, 1964, 350 p.
11. Korbut A. A., Finkelshtein Yu. Yu. Diskretnoe programmirovanie. Moscow, Nauka, 1969, 280 p.
12. Levin V. I. Strukturno-logicheskie metody issledovaniya slozhnyh sistem. Moscow, Nauka, 1987, 304 p.
13. Levin V. I. Diskretnaya optimizaciya v usloviyah intervalnoy neopredelennosti, *Avtomatika i telemekhanika,* 1992, No. 7, pp. 97–106.

УДК 519.1

Нікуліщев Г. І.

Старший викладач, Запорізький національний технічний університет, Україна, E-mail: tymahod@ukr.net

ПРОТОКОЛ СЛІПОГО ЕЛЕКТРОННОГО ЦИФРОВОГО ПІДПИСУ НА ЕЛІПТИЧНИХ КРИВИХ НАД СКІНЧЕНИМ ВЕКТОРНИМ ПОЛЕМ

У даній статті пропонується реалізація протоколу сліпого електронного цифрового підпису, що являє собою модифікацію стандарту ГОСТ Р 34.10-2001 на еліптичних кривих над скінченим векторним полем. Аналізується захищеність запропонованого протоколу за критерієм анонімності.

Ключові слова: сліпий електронний цифровий підпис, скінчене векторне поле, еліптична крива.

ВСТУП

Останнім часом особливої актуальності набуло питання забезпечення чесності та прозорості процедури виборів. У зв'язку з цим пильної уваги наукової спільноти набули механізми електронного голосування. Одним з методів реалізації такого механізму є використання сліпого електронного цифрового підпису (ЕЦП). Оскільки на разі схеми сліпого ЕЦП не стандартизовані, широко використовуються як власноручно розроблені схеми, так і модифікації існуючих стандартів.

В статті розглядається модифікація російського стандарту ЕЦП ГОСТ Р 34.10-2001 «Информационная технология. Криптографическая защита информации. Процессы формирования и проверки ЭЦП». Цей стандарт базується на математичному апараті еліптичних кривих (ЕК) над простим полем Галуа. Для забезпечення необхідної криптостійкості стандартом рекомендується використовувати параметри алгоритму розміром 256 біт і вище, що зобумовлює достатню складність групової операції в групі точок ЕК. Як варіант оптимізації групової операції можна розглядати використання ЕК над скінченим векторним полем (СВП), яке дозволяє зберегти необхідний порядок групи точок ЕК при меншому розмірі елементів поля [1].

Сліпий ЕЦП вирішує специфічну задачу підтвердження справжності документів без розкриття їхнього авторства і, завдяки цьому, може використовуватись в схемах електронного голосування. В алгоритмі сліпого ЕЦП один учасник формує документ, а інший підписує його всліпу без можливості ознайомитися із вмістом. При цьому важливо, щоб навіть підписувач не зміг встановити автора документа. Через це до інших критеріїв захищеності схем ЕЦП у випадку сліпого підпису додається критерій анонімності. Він показує неможливість визначити автора документа з боку підписувача, якщо він використовуватиме всі відомі йому параметри, які використовувались при постановці підпису.

1 ЕЛІПТИЧНІ КРИВІ НАД СКІНЧЕНИМ ВЕКТОРНИМ ПОЛЕМ

Розглянемо одне з можливих розширень поля Галуа $GF(p)$ – скінчене векторне поле. В СВП входять вектори певної довжини n

$$v = v_1 \cdot e_1 + v_2 \cdot e_2 + ... + v_n \cdot e_n = (v_1, v_2, ..., v_n), \quad (1)$$

де $v_i \in GF(p)$, e_i – базисні вектори, $i = 1, 2, ..., n$.

На множині векторів визначимо операції додавання та множення.

Додавання двох векторів $u = (u_1, u_2, ..., u_n)$ та $v = (v_1, v_2, ..., v_n)$ відбувається за формулою

$$w = u + v = (u_1 + v_1 \bmod p, u_2 + v_2 \bmod p, ..., u_n + v_n \bmod p). \quad (2)$$

Одиничним елементом за операцією додавання є вектор $u_0 = (0, 0, ..., 0)$. Відповідно, вектор $u = (u_1, u_2, ..., u_n)$ називається оберненим до вектора $v = (v_1, v_2, ..., v_n)$, якщо $u + v = u_0$, тобто

$$v = -u = (-u_1 \bmod p, -u_2 \bmod p, ..., -u_n \bmod p). \quad (3)$$

Множення вектора v на число k реалізується за формулою

$$k \cdot a = (k \cdot a_1 \bmod p, k \cdot a_2 \bmod p, ..., k \cdot a_n \bmod p). \quad (4)$$

Позначимо операцію множення двох векторів знаком $\circ\%$. Ця групова операція мультиплікативної групи СВП визначається асоціативною таблицею множення базисних векторів [1], коефіцієнти перемножуються за принципом множення многочленів. В якості одиничного елемента СВП оберемо, наприклад, вектор $v_0 = (1, 0, ..., 0)$. Відповідно, два елементи СВП, результатом множення яких між собою є одиничний елемент, називаються взаємно оберненими.

© Нікуліщев Г. І., 2013

Проілюструємо правило множення базисних векторів для довжини вектора $n = 2$ за допомогою табл. 1, для $n = 3$ – табл. 2. Значення розтягуючих коефіцієнтів τ і μ обчислюються з системи характеристичних рівнянь, що задає існування оберненого вектора для будь-якого заданого v.

Таблиця 1. Множення базисних векторів СВП для $n = 2$

$\circ$	e_1	e_2
e_1	e_1	e_2
e_2	e_2	$\tau \cdot e_2$

Таблиця 2. Множення базисних векторів СВП для $n = 3$

$\circ$	e_1	e_2	e_3
e_1	e_1	e_2	e_3
e_2	e_2	$\tau \cdot e_3$	$\tau \cdot \mu \cdot e_1$
e_3	e_3	$\tau \cdot \mu \cdot e_1$	$\mu \cdot e_2$

Відповідно до табл.1 система характеристичних рівнянь для $n = 2$ має вигляд

$$\begin{aligned} &v_1 \cdot x + \tau \cdot v_2 \cdot y = 1 \bmod p, \\ &v_2 \cdot x + v_1 \cdot y = 0 \bmod p. \end{aligned} \tag{5}$$

Якщо визначник $\Delta = v_1^2 - \tau \cdot v_2^2 \bmod p$ системи (5) приймає нульове значення, то для вектора $v = (v_1, v_2)$ не існує оберненого. Звідси, τ має бути квадратичним незалишком за модулем p. Тоді всі ненульові вектори СВП будуть утворювати мультиплікативну групу порядку $(p^2 - 1)$.

Відповідно до табл. 2 система характеристичних рівнянь для n=3 має вигляд

$$\begin{aligned} &v_1 \cdot x + \tau \cdot \mu \cdot v_3 \cdot y + \tau \cdot \mu \cdot v_2 \cdot z = 1 \bmod p, \\ &v_2 \cdot x + v_1 \cdot y + \mu \cdot v_3 \cdot z = 0 \bmod p, \\ &v_3 \cdot x + \tau \cdot v_2 \cdot y + v_1 \cdot z = 0 \bmod p. \end{aligned} \tag{6}$$

Якщо визначник системи (6) приймає нульове значення, то для вектора $v = (v_1, v_2, v_3)$ не існує оберненого. Величина $(p - 1)$ має ділитися на 3, а кожен з добутків $\tau^2 \cdot \mu$ та $\tau \cdot \mu^2$ має бути кубічним незалишком за модулем p. Тоді всі ненульові вектори СВП будуть утворювати мультиплікативну групу порядку $(p^3 - 1)$.

Розглянемо визначення ЕК над СВП. Оскільки характеристика СВП дорівнює p, то для $p \neq 2$ та $p \neq 3$ рівняння кривої можна записувати в скороченій формі

$$y \circ y = x \circ x \circ x + a \circ x + b, \tag{7}$$

де x, y, a, b – елементи СВП.

Кожна пара векторів x, y, що задовольняє рівнянню (7), вважається точкою ЕК. Сукупність всіх точок ЕК разом з нескінченно віддаленою точкою O складає групу точок ЕК над СВП.

Групова операція додавання точок ЕК над СВП визначається аналогічно до групової операції додавання точок ЕК над простим полем [2] з використанням операції множення векторів $\circ$. Координати точки $U = (x^U, y^U)$, яка представляє собою суму точок $S = (x^S, y^S)$ та $T = (x^T, y^T)$, визначаються за формулами

$$x^U = \lambda \circ \lambda - x^S - x^T, \tag{8}$$

$$y^U = \lambda \circ (x^S - x^U) - y^S. \tag{9}$$

Величина λ обчислюється за формулою (10), якщо $S \neq T$

$$\lambda = \frac{y^T - y^S}{x^T - x^S}, \tag{10}$$

або за формулою (11), якщо $S = T$

$$\lambda = \frac{3 \cdot x^S \circ x^S + a}{2 \cdot y^S}, \ \lambda = \frac{3 \cdot x^S \circ x^S + a}{2 \cdot y^S}, \tag{11}$$

де a – коефіцієнт ЕК.

Виконання умови гладкості

$$4 \cdot a \circ a \circ a + 27 \cdot b \circ b \neq (0, 0, ...) \tag{12}$$

забезпечує утворення групи точками ЕК.

В криптографії застосовуються гладкі ЕК з великим простим порядком групи точок. Порядок СВП дорівнює p^n, отже оцінку порядка групи точок ЕК над СВП $\# E(p)$ за теоремою Хассе [2] можна виразити наступним співвідношенням

$$p^n + 1 - 2 \cdot \sqrt{p^n} \leq \# E(p) \leq p^n + 1 + 2 \cdot \sqrt{p^n}. \tag{13}$$

Згідно з нижньою границею співвідношення (13), для досягнення порядку групи точок ЕК величиною, наприклад, 178 біт, необхідно використовувати просте число p величиною 90 біт за довжини вектора $n = 2$.

2 ПРОТОКОЛ СЛІПОГО ПІДПИСУ НА ОСНОВІ ГОСТ Р 34.10-2001

Розглянемо наступний протокол сліпого ЕЦП, запропонований в [3], який базується на стандарті ГОСТ Р 34.10-2001.

В схемі приймають участь дві сторони: підписувач А та абонент Б. Абонент Б виступає в якості емітента документа m, який підписувач А має підписати наосліп. Валідатором може виступити будь-хто з них або третя особа. Перевірка підпису відбувається за допомогою відкритого ключа підписувача А.

Загальні параметри: просте поле $GF(p)$, ЕК над цим полем з групою точок простого порядку q, базова точка P, хеш-функція $H()$.

Протокол складається з трьох етапів – генерація ключів, постановка підпису, перевірка підпису.

Під час генерації ключів секретний ключ d обирається випадково з діапазону $1 < d < q$. Відкритий ключ Q отримується з нього за формулою

$$Q = d \cdot P. \quad (14)$$

Етап постановки підпису починає підписувач А, обираючи одноразовий ключ k з діапазону $1 < k < q$ та обчислюючи точку E за формулою

$$E = k \cdot P = (x^E, y^E). \quad (15)$$

Підписувач А відправляє точку E абоненту Б.

Абонент Б формує хеш-образ повідомлення за співвідношенням

$$h = H(m). \quad (16)$$

Після цього він випадково обирає маскуючі параметри α та β з діапазону $1 < \alpha, \beta < q$ і обчислює точку C за формулою

$$C = \alpha \cdot E + \beta \cdot P = (x^C, y^C). \quad (17)$$

Абонент Б обчислює величини r та r' за формулами

$$r = x^C \bmod q, \quad (18)$$

$$r' = x^E \bmod q. \quad (19)$$

Ці величини використовуються в формулі засліплення хеш-образу повідомлення

$$h' = \frac{r'}{r} \cdot h \cdot \alpha \bmod q. \quad (20)$$

Абонент Б пересилає засліплений хеш-образ повідомлення h' підписувачу А.

Підписувач А ставить під ним засліплений підпис s' за допомогою власного секретного ключа d

$$s' = (d \cdot r' + k \cdot h') \bmod q, \quad (21)$$

та пересилає отримане значення абоненту Б.

Абонент Б має можливість перевірити справжність засліпленого підпису s' за допомогою співвідношення (22), використовуючи відкритий ключ Q підписувача А

$$s' \cdot P = r' \cdot Q + h' \cdot E. \quad (22)$$

Якщо засліплений підпис проходить перевірку, абонент Б формує з нього остаточний підпис

$$s = (s' \cdot \frac{r}{r'} + \beta \cdot h) \bmod q. \quad (23)$$

Сліпим підписом під документом m вважається пара значень $< r, s >$.

Валідатор при перевірці підпису $\{m, < r, s >\}$ обчислює точку R, використовуючи відкритий ключ Q підписувача А

$$R = \frac{s}{h} \cdot P - \frac{r}{h} \cdot Q = (x^R, y^R). \quad (24)$$

Підпис вважається справжнім, якщо виконується співвідношення

$$r = x^R \bmod q. \quad (25)$$

Автором було доведено в [4], що наведений протокол є захищеним за критерієм анонімності, тому він підходить для модифікації.

3 ПРОТОКОЛ СЛІПОГО ПІДПИСУ НА ЕК НАД СВП

Автором пропонується протокол сліпого підпису, який базується на вищенаведеному, однак використовує математичний апарат ЕК над СВП.

В схемі приймають участь дві сторони: підписувач А та абонент Б. Абонент Б виступає в якості емітента документа m, який підписувач А має підписати наосліп. Валідатором може виступити будь-хто з них або третя особа. Перевірка підпису відбувається за допомогою відкритого ключа підписувача А.

Загальні параметри: скінчене векторне поле з довжиною вектора n – розширення простого поля $GF(p)$, ЕК над цим полем з групою точок простого порядку q, базова точка P, хеш-функція $H()$.

Протокол складається з трьох етапів – генерація ключів, постановка підпису, перевірка підпису.

Під час генерації ключів секретний ключ d обирається випадково з діапазону $1 < d < q$. Відкритий ключ Q отримується з нього за формулою

$$Q = d \cdot P. \quad (26)$$

Оскільки ЕК задана над СВП, то при обчисленні суми двох точок в цій та подальших формулах використовуються співвідношення (8–11).

Етап постановки підпису починає підписувач А, обираючи одноразовий ключ k з діапазону $1 < k < q$, обчислюючи точку E за формулою

$$E = k \cdot P = (x^E, y^E) \quad (27)$$

та відправляючи цю точку абоненту Б.

Абонент Б формує хеш-образ повідомлення за співвідношенням

$$h = H(m). \quad (28)$$

Після цього він випадково обирає маскуючі параметри α та β з діапазону $1 < \alpha, \beta < q$ і обчислює точку C за формулою

$$C = \alpha \cdot E + \beta \cdot P = (x^C, y^C). \quad (29)$$

Абонент Б обчислює величини r та r' за формулами

$$r = \sum_{i=1}^{n} x_i^C \bmod q, \quad (30)$$

$$r' = \sum_{i=1}^{n} x_i^E \bmod q, \quad (31)$$

де $x^C = (x_1^C, x_2^C, ..., x_n^C)$, $x^E = (x_1^E, x_2^E, ..., x_n^E)$.

Абонент Б засліплює хеш-образ повідомлення за співвідношенням

$$h' = \frac{r'}{r} \cdot h \cdot \alpha \bmod q \quad (32)$$

і пересилає засліплений хеш-образ повідомлення h' підписувачу А.

Підписувач А формує засліплений підпис s' за допомогою власного секретного ключа d

$$s' = (d \cdot r' + k \cdot h') \bmod q, \quad (33)$$

та пересилає отримане значення абоненту Б.

Абонент Б має можливість перевірити справжність засліпленого підпису s' за допомогою співвідношення (34), використовуючи відкритий ключ Q підписувача А

$$s' \cdot P = r' \cdot Q + h' \cdot E. \quad (34)$$

Якщо засліплений підпис проходить перевірку, абонент Б формує з нього остаточний підпис

$$s = (s' \cdot \frac{r}{r'} + \beta \cdot h) \bmod q. \quad (35)$$

Сліпим підписом під документом m вважається пара значень $< r, s >$.

Валідатор при перевірці підпису $\{m, < r, s >\}$ обчислює точку R, використовуючи відкритий ключ Q підписувача А

$$R = \frac{s}{h} \cdot P - \frac{r}{h} \cdot Q = (x^R, y^R). \quad (36)$$

Підпис вважається справжнім, якщо виконується співвідношення

$$r = \sum_{i=1}^{n} x_i^R \bmod t. \quad (37)$$

де $x^R = (x_1^R, x_2^R, ..., x_n^R)$.

4 ОБЧИСЛЮВАЛЬНИЙ ПРИКЛАД ПРОТОКОЛУ СЛІПОГО ПІДПИСУ НА ЕК НАД СВП

Побудуємо СВП на основі простого поля $GF(11)$ з довжиною вектора $n = 2$. Правило множення задамо за табл. 1. З огляду на систему (5) значення розтягуючого коефіцієнта τ необхідно обирати з набору чисел $\{2, 6, 7, 8, 10\}$, які є квадратичними незалишками за модулем 11. Оберемо $\tau = 7$.

Розглянемо ЕК з коефіцієнтами $a = (1;3)$, $b = (5;6)$. Перевіримо умову гладкості (12) $4 \cdot (1;3) \circ (1;3) \circ (1;3) + 27 \cdot (5;6) \circ (5;6) = (0;3) \neq (0,0)$.

Базова точка $P = ((3;8),(4;9))$ має простий порядок $t = 113$.

Згенеруємо ключі підписувача А. Оберемо секретний ключ $d = 56$ та отримаємо за формулою (26) відкритий ключ $Q = 56 \cdot P = ((9;3),(9;9))$.

Підписувач А обирає одноразовий ключ $k = 28$ та обчислює за формулою (27) точку $E = 28 \cdot P = ((7;4),(0;3))$.

Абонент Б емітує документ з хеш-образом $h = 100$, обирає маскуючі параметри $\alpha = 44$ та $\beta = 75$, обчислює за формулою (29) точку $C = 44 \cdot E + 75 \cdot P = ((8;5),(10;0))$.

Після цього абонент Б обчислює за формулами (30–31) $r = x_1^C + x_2^C = 8 + 5 = 13$ та $r' = x_1^E + x_2^E = 7 + 4 = 11$ відповідно.

Абонент Б за формулою (32) засліплює повідомлення $h' = \frac{11}{13} \cdot 100 \cdot 44 \bmod 113 = 81$ та пересилає отримане значення підписувачеві А.

Підписувач А обчислює за формулою (33) засліплений підпис для отриманого значення $s' = (11 \cdot 56 + 28 \cdot 81) \bmod 113 = 59$ та відправляє його абонентові Б.

Абонент Б перевіряє справжність підпису за співвідношенням (34): в лівій частині співвідношення він отримує $59 \cdot P = ((5;2),(2;5))$, а в правій $11 \cdot Q + 81 \cdot E = ((5;2),(2;5))$. Оскільки значення в правій та лівій частинах перевірочного співвідношення збігаються, засліплений підпис вважається справжнім, і абонент Б обчислює за формулою (35) остаточний підпис $s = (59 \cdot \frac{13}{11} + 75 \cdot 100) \bmod 113 = 9$.

В результаті, під документом з хеш-образом $h = 100$ сформовано наосліп підпис $< r, s > = < 13, 9 >$.

Виконаємо перевірку сформованого підпису. За формулою (36) обчислимо точку $R = \frac{9}{100} \cdot P - \frac{13}{100} \cdot Q = ((8;5),(10;0))$. В правій частині перевірочного співвідношення (37) отримаємо $x_1^R + x_2^R = 8 + 5 = 13$. Ця величина збігається з $r = 13$, відповідно, підпис вважається справжнім.

Варто відзначити, що використання СВП в схемі сліпого ЕЦП не впливає на розмір підпису, зокрема, не призводить до його збільшення. Також важливо, що в процесі постановки підпису підписувач А не може дізнатися ні оригінального хеш-образу документу h, ні остаточного підпису $< r, s >$ під ним.

5 ПЕРЕВІРКА ЗАХИЩЕНОСТІ ПРОТОКОЛУ ЗА КРИТЕРІЄМ АНОНІМНОСТІ

Для схем сліпого підпису, на відміну від інших різновидів ЕЦП, актуальною є атака порушення анонімності. Спроба атаки може бути здійснена підписувачем за умови, що він зберігатиме всі відомі йому параметри схеми сліпого підпису разом із ідентифікатором емітента для кожної сесії постановки підпису. Накопичена база даних може бути використана в атаці, яка полягає у спробі визначення автора відомого документа m із підписом $< r, s >$, що проходить перевірку за допомогою відкритого ключа підписувача Q.

В запропонованому протоколі атака порушення анонімності може бути здійснена наступним чином. Підписувач А для кожного рядка своєї бази даних має обчислити ймовірні засліплюючи параметри α' та β' за формулами (38, 39)

$$\alpha' = \frac{r \cdot h'}{h \cdot r'} \bmod t, \tag{38}$$

$$\beta' = \frac{s - s' \cdot \frac{r}{r'}}{h} \bmod t, \tag{39}$$

За допомогою обчислених параметрів підписувач А для кожного рядка бази даних обчислює точку R' за формулою (40)

$$R' = \alpha' \cdot E + \beta' \cdot P = (x^{R'}, y^{R'}). \tag{40}$$

Рядок бази даних, для якого виконається співвідношення (41) має вказати на емітента повідомлення

$$r = \sum_{i=1}^{n} x_i^{R'} \bmod t. \tag{41}$$

Як доведено автором в [4], точка R' не залежить від параметрів h', r', s' і завжди збігається з перевірочною точкою R (див. співвідношення (36)), що не дає підписувачеві можливості визначити емітента.

$$R' = \alpha' \cdot E + \beta' \cdot P = \frac{r \cdot h'}{h \cdot r'} \cdot E + \frac{s - s' \cdot \frac{r}{r'}}{h} \cdot P =$$

$$= \frac{r}{h \cdot r'} \cdot \left(s' \cdot P - r' \cdot Q\right) + \frac{s}{h} \cdot P - \frac{s' \cdot r}{h \cdot r'} \cdot P = \frac{s}{h} \cdot P - \frac{r}{h} \cdot Q = R.$$

Таким чином, розглянутий протокол вважається захищеним за критерієм анонімності.

ВИСНОВКИ

В статті розглядається протокол сліпого електронного підпису на основі стандарту ГОСТ Р 34.10-2001 з використанням математичного апарату еліптичних кривих над скінченим векторним полем. Показано, що зміна математичного апарату не впливає на захищеність схеми сліпого підпису за критерієм анонімності.

В подальшому автором планується оцінка виграшу в швидкодії та ресурсомісткості при використанні математичного апарату ЕК над СВП в схемах ЕЦП з рекомендованими параметрами.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. *Молдовян, Н. А.* Теоретический минимум и алгоритмы цифровой подписи / Н. А. Молдовян. – С. Пб. : БХВ-Петербург, 2010. – 304 с.
2. Алгоритмические основы эллиптической криптографии / [Болотов А. А., Гашков С. Б., Фролов А. Б., Часовских А. А.]. – М. : Мэи, 2000. – 100 с.
3. *Костин, А. А.* О реализации протоколов слепой подписи и коллективной подписи на основе стандартов цифровой подписи / Костин А. А., Молдовян Н. А.,Фаль А. М. // Материалы VI Санкт-Петербургской межрегиональной конференции «Информационная безопасность России (ИБРР-2009). Санкт-Петербург, 28 30 октября 2009. – С. Пб. : СПОИСУ, 2009. – С. 111.
4. *Нікуліщев, Г. І.* Анонімність як критерій оцінки захищеності протоколів сліпого електронного цифрового підпису / Г. І. Нікуліщев, Г. Л. Козина // Правове, нормативне та метрологічне забезпечення системи захисту інформації в Україні. – 2012. – № 2.– С. 52–59.

Стаття надійшла до редакції 19.09.2013.

Никулищев Г. И.
Старший преподаватель, Запорожский национальный технический университет, Украина

ПРОТОКОЛ СЛЕПОЙ ЭЛЕКТРОННОЙ ЦИФРОВОЙ ПОДПИСИ НА ЭЛЛИПТИЧЕСКИХ КРИВЫХ НАД КОНЕЧНЫМ ВЕКТОРНЫМ ПОЛЕМ

В данной статье предлагается реализация протокола слепой электронной цифровой подписи, представляющего собой модификацию стандарта ГОСТ Р 34.10-2001 на эллиптических кривых над конечным векторным полем. Анализируется защищенность предлагаемого протокола по критерию анонимности.

Ключевые слова: слепая электронная цифровая подпись, конечное векторное поле, эллиптическая кривая.

Nikulishchev H. I.
Senior tutor, Zaporizhzhia national technical university, Ukraine

BLIND DIGITAL SIGNATURE PROTOCOL ON ELLIPTIC CURVES OVER VECTOR FINITE FIELD

Digital signature schemes can fulfill an actual task of ensuring fairness and transparency of electronic election. However, existing standards and protocols need modification into blind signature and additional security check by the anonymity criterion. The author examines blind signature protocol provided by Russian scientists. It is proposed to improve scheme's efficiency by changing inner mathematics. Elliptic curves over vector finite field enable parallel processing in group operation and reduce integer range. These advantages are illustrated by computational example. Also, improved protocol investigation by the anonymity criterion is provided in the article. The author proves that mathematics change do not affect protocol security.

Keywords: blind digital signature, vector finite field, elliptic curve.

REFERENCES

1. Moldovyan N. A. Teoreticheskij minimum i algoritmy' cifrovoj podpisi. Sankt-Peterburg, BXV-Peterburg, 2010, 304 p.
2. Bolotov A. A., Gashkov S. B., Frolov A. B., Chasovskix A. A. Algoritmicheskie osnovy' e'llipticheskoj kriptografii. Moscow, Me'i, 2000, 100 p.
3. Kostin A. A., Moldovyan N. A., Fal' A. M. O realizacii protokolov slepoj podpisi i kollektivnoj podpisi na osnove standartov cifrovoj podpisi. *Materialy' VI Sankt-Peterburgskoj mezhregional'noj konferencii «Informacionnaya bezopasnost' Rossii (IBRR-2009)». Sankt-Peterburg, 28–30 oktyabrya 2009,* Sankt-Petersburg, SPOISU, 2009, pp. 111.
4. Nikulishchev H. I., Kozina H. L. Anonimnist yak kryterii otsinky zakhyshchenosti protokoliv slipoho elektronnoho tsyfrovoho pidpysu. *Pravove, normatyvne ta metrolohichne zabezpechennia systemy zakhystu informatsii v Ukraini*, 2012, No. 2, pp. 52–59.

УДК 517.9

Панасенко Є. В.

Канд. фіз.-мат. наук, ст. викладач, Запорізький національний університет, Україна, E-mail: panasenko.yevgeniy@gmail.com

РОЗВ'ЯЗОК КРАЙОВОЇ ЗАДАЧІ ОПТИМАЛЬНОГО КЕРУВАННЯ В КРИТИЧНОМУ ВИПАДКУ

У статті розглянуто крайову задачу в критичному випадку, яка виникає в теорії оптимального керування для матричних диференціальних рівнянь. Знайдено умову розв'язності таких задач. Запропоновано підхід до знаходження її розв'язку за допомогою теорії псевдообернених матриць.

Ключові слова: керуючий процес, крайова задача, псевдообернена матриця, нормальна фундаментальна матриця.

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМИ

Всюди в навколишньому світі протікають різні процеси, характер яких залежить від багатьох умов і факторів. Змінюючи умови протікання процесів, людина може впливати на їх характер, змінювати їх, пристосовувати до своїх цілей. Це втручання в природний хід процесу і являє собою сутність керування в широкому сенсі слова. Можна сказати, що керування представляє собою таку організацію того чи іншого процесу, яке забезпечує досягнення певних цілей.

При розгляданні реальних керованих об'єктів перш за все виникає задача керування рухом [1], яка зводиться до розв'язку крайової задачі для системи звичайних диференціальних рівнянь першого порядку, розмірності $n \times n$. Розв'язання таких задач приводить до певних труднощів, що характерно для випадків керування системами, в яких кількість процесів перевищує кількість відомостей про початковий стан. На практиці розв'язність таких прикладних задач ґрунтується на «фізичних міркуваннях» та немає строгого теоретичного підґрунтя.

Важливим частинним випадком є лінійні звичайні системи матричних диференціальних рівнянь, які моделюють лінійні технологічні та економічні процеси [2]. Це системи наступного вигляду:

$$\frac{dx}{dt} = A(t)x(t) + B(t)u, \quad t_0 \le t \le T, \tag{1}$$

де $x(t) \in \mathrm{R}^n$ – фазовий вектор, $u(t) \in \mathrm{R}^m$ – вектор керування. Матриці $A(t)$ і $B(t)$ припускаються неперервними, розмірності $n \times n$ і $n \times m$ відповідно. Допустимим керуванням вважається довільне кусково-неперервне керування $u = u(t)$, причому всі точки розриву функції $u = u(t)$ – першого роду (якщо такі є). Кожному такому допустимому керуванню відповідає єдиний розв'язок крайової задачі:

$$\frac{dx}{dt} = A(t)x(t) + B(t)u(t), \quad t_0 \le t \le T, \tag{2}$$

$$Mx(t_0) = \alpha, \tag{3}$$

де M – матриця розмірності $m \times n$, $\alpha \in \mathrm{R}^m$. Зокрема, цікавлять умови існування розв'язку крайової задачі (2)–(3) і визначення функції $x(t)$, яка задовольняє крайовій умові (3) при відомому вхідному процесі $u(t)$. Якщо процес $x(t)$ отриманий, то визначення виходу системи $y(t)$ не представляється складним і виконується безпосередньо по рівнянню виходу $y(t) = C(t)x(t) + D(t)u(t)$ [3, 4].

АНАЛІЗ ОСТАННІХ ДОСЛІДЖЕНЬ І ПУБЛІКАЦІЙ

Сьогодні у теорії керування при аналізі лінійних систем традиційно використовують підходи, які є досить відомими в теорії диференціальних рівнянь [5, 6, 7].

В залежності від вигляду крайової умови (3) отримуємо різні крайові задачі. Наприклад, в роботі [3] побудовано розв'язок для задачі Коші, коли $M = I_n$, де I_n – одинична матриця (визначено функцію $x(t)$ по заданому початковому стану x_0 при відомому вхідному процесі $u(t)$), використовуючи поняття фундаментальної (перехідної або імпульсної) матриці [2, 3] у вигляді

$$x(t) = \Phi(t,t_0)x_0 + \int_{t_0}^{t} \Phi(t,\tau)B(\tau)u(\tau)d\tau, \tag{4}$$

де $\Phi(t,t_0) = X(t)X^{-1}(t_0)$.

В роботі [4] розглянута крайова задача при $t \in [0;T]$ і крайовою умовою загального вигляду $\ell x(\cdot) = \alpha$, $\alpha \in \mathrm{R}^n$, де $\ell : D^n[0;T] \to \mathrm{R}^n$ – лінійний обмежений вектор-функціонал. Для розв'язності задачі вимагається, щоб

$$\det[\ell X] \ne 0. \tag{5}$$

Таким чином розв'язність крайової задачі не залежить від неоднорідностей диференціального рівняння (2) і від $\alpha \in \mathrm{R}^n$. Із вигляду (5), очевидно, що розв'язність задачі залежить тільки від фундаментальної матриці $X(t)$ та вектор-функціонала ℓ. При виконанні умови (5) розв'язок

© Панасенко Є. В., 2013

задачі дається через матрицю Гріна

$$x(t) = X(t)[\ell X]^{-1}\alpha + \int_0^T G(t,\tau)B(\tau)u(\tau)d\tau . \qquad (6)$$

В даній роботі розглядається випадок, коли не вимагається виконання умови (5). Більш того, не вимагається, навіть, щоб матриця $[\ell X]$ була квадратною. В цьому випадку отримаємо крайову задачу, в якій кількість крайових умов не співпадає з кількістю невідомих у системі [6, 7].

РЕЗУЛЬТАТИ ДОСЛІДЖЕННЯ

Наряду з неоднорідною крайовою задачею (2)–(3), розглянемо однорідну крайову задачу

$$\frac{dx}{dt} = A(t)x(t), \quad t_0 \le t \le T, \qquad (7)$$

$$Mx(t_0) = 0 . \qquad (8)$$

Розв'язок $x(t)$ рівняння (2)

$$x(t) = x_0 + \int_{t_0}^{t} (A(s)x(s) + B(s)u(s))ds, \qquad (9)$$

неперервно-диференційований в кожній точці $t \in [t_0;T]$ і задовольняє рівнянню (2) всюди на відрізку $[t_0;T]$. Отже розв'язок $x(t)$ рівняння (2) будемо шукати в просторі $C^1([t_0;T])$ неперервно-диференційованих на $[t_0;T]$ функцій.

Знайдемо умови існування та структуру розв'язків неоднорідної скінченновимірної крайової задачі (2), (3).

Використовуючи апарат теорії псевдообернених матриць [6, 7], знайдемо необхідні та достатні умови розв'язності крайової задачі (2), (3) в просторі неперервно-диференційованих на відрізку $[t_0;T]$ функцій. Позначимо через $X(t,\tau)$ – нормальну фундаментальну матрицю, яка задовольняє матричному рівнянню:

$$\frac{dX(t,\tau)}{dt} = A(t)X(t,\tau);$$

$X(\tau,\tau) = I$ – одинична матриця. Загальний розв'язок матричного рівняння має вигляд [8]

$$x(t) = X(t)x_0 + \bar{x}(t), \qquad X(t) = X(t,t_0), \qquad (10)$$

де $x_0 = x(t_0)$ – елемент простору R^n, $\bar{x}(t)$ – частинний розв'язок неоднорідного рівняння (2), який може бути записаний у вигляді

$$\bar{x}(t) = X(t)\int_{t_0}^{t} X^{-1}(\tau)B(\tau)u(\tau)d\tau.$$

Підставимо (10) в крайову умову (3) та отримаємо наступне алгебраїчне рівняння відносно елемента $x_0 \in \mathrm{R}^n$:

$$Qx_0 = \alpha, \qquad (11)$$

де $Q = MX(t_0)$ – матриця, отримана підстановкою в крайову умову (3) нормальної фундаментальної матриці $X(t)$ однорідної системи (7).

Відомо [5], що алгебраїчна система (11) розв'язна тоді і тільки тоді, коли права частина належить ортогональному доповненню $^{\perp}N(Q^*) = R(Q)$ підпростору $N(Q^*)$, тобто виконується умова

$$\mathrm{P}_{N(Q^*)}\alpha = 0. \qquad (12)$$

При цьому загальний розв'язок системи (11) має вигляд

$$x_0 = Q^+\alpha + \mathrm{P}_{N(Q)}c, \qquad (13)$$

де Q^+ – псевдообернена матриця по Пенроузу [9] до матриці Q; c – довільний елемент з простору R^n.

Підставимо x_0 у вираз (10), отримаємо загальний розв'язок крайової задачі (2), (3) у вигляді

$$x(t) = X(t)\mathrm{P}_{N(Q)}c + X(t)Q^+\alpha + K[f](t), \qquad (14)$$

де $K[f](t)$ – оператор Гріна задачі (2), (3), який діє на функцію $f(t) \in C([t_0;T])$ наступним чином:

$$K[f](t) := X(t)\int_{t_0}^{t} X^{-1}(\tau)B(\tau)u(\tau)d\tau . \qquad (15)$$

Випадки крайових задач, для яких виконана одна з умов $\operatorname{rank} Q = n$ або $\operatorname{rank} Q < n$, є відповідно некритичними і критичними, де $Q = MX(t_0)$ – $(m \times n)$ – вимірна матриця, отримана підстановкою у крайову умову нормальної фундаментальної матриці $X(t)$ однорідної системи (7).

Таким чином, доведено наступне твердження.

Теорема. Якщо $\operatorname{rank} Q = n_1$, то однорідна крайова задача (7)–(8) має $r = n - n_1$ і тільки r лінійно незалежних розв'язків. Неоднорідна крайова задача (2)–(3) розв'язна тоді і тільки тоді, коли виконана умова $\mathrm{P}_{N(Q^*)}\alpha = 0$ і при цьому має r-параметричну родину розв'язків

$$x(t,c_r) = X(t)\mathrm{P}_{N(Q)}c_r + X(t)Q^+\alpha +$$

$$+ X(t)\int_{t_0}^{t} X^{-1}(\tau)B(\tau)u(\tau)d\tau , \qquad (16)$$

де $\mathrm{P}_{N(Q)} = I - Q^+Q$, $\mathrm{P}_{N(Q^*)} = I - QQ^+$ – ортопроектори на ядро $N(Q)$ і коядро $N(Q^*)$ матриці Q відповідно, Q^+ – псевдообернена матриця до матриці Q.

Приклад

Нехай керуючий процес описується крайовою задачею (2)–(3), де $x(t) \in \mathrm{R}^3$ – фазовий вектор, $t_0 = \sqrt{3} \le t \le 3 = T$, $u(t) = \left(1+t^2\right) \in \mathrm{R}^1$ – вектор керування та задані матриці $A(t) = \begin{pmatrix} \frac{2t}{1+t^2} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{2t}{1+t^2} & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$,

$$B(t) = \begin{pmatrix} 1 \\ 1 \\ 0 \end{pmatrix},\ M = \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & -\frac{1}{2} & -1 \\ 0 & -\frac{1}{2} & 1 \end{pmatrix},\ \alpha = \begin{pmatrix} 18 \\ 9 \end{pmatrix}.$$

Нормальна фундаментальна матриця для заданої задачі має вигляд $X(t) = \begin{pmatrix} 1+t^2 & 0 & 0 \\ 0 & 1+t^2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{pmatrix}$.

Рівняння (11) представляє собою систему алгебраїчних рівнянь

$$\begin{pmatrix} 2 & -2 & -1 \\ 0 & -2 & 1 \end{pmatrix} x_0 = \begin{pmatrix} 18 \\ 9 \end{pmatrix} \qquad (17)$$

відносно елемента $x_0 \in \mathrm{R}^3$. $\mathrm{P}_{N(Q^*)} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}$, тому умова розв'язності (12) для даної крайової задачі виконана насправді для довільних $\alpha \in \mathrm{R}^2$ у тому числі і для $\alpha = \begin{pmatrix} 18 \\ 9 \end{pmatrix} \in \mathrm{R}^2$. Система (17) є недовизначеною, розв'язок якої знаходиться за формулою (13), де

$$Q^+ = \begin{pmatrix} \frac{5}{18} & -\frac{1}{6} \\ -\frac{1}{9} & -\frac{1}{3} \\ -\frac{2}{9} & \frac{1}{3} \end{pmatrix},\ \mathrm{P}_{N(Q)} = \begin{pmatrix} \frac{4}{9} & \frac{2}{9} & \frac{4}{9} \\ \frac{2}{9} & \frac{1}{9} & \frac{2}{9} \\ \frac{4}{9} & \frac{2}{9} & \frac{4}{9} \end{pmatrix}.$$

Неоднорідна крайова задача має 3-параметричну родину розв'язків (формула (16)):

$$x(t) = \begin{pmatrix} \left(1+t^2\right)\left(t-\sqrt{3}\right) + \frac{7}{2} + \frac{7}{2}t^2 + \left(\frac{4}{9}+\frac{4}{9}t^2\right)c_1 + \left(\frac{2}{9}+\frac{2}{9}t^2\right)c_2 + \left(\frac{4}{9}+\frac{4}{9}t^2\right)c_3 \\ \left(1+t^2\right)\left(t-\sqrt{3}\right) - 5 - 5t^2 + \left(\frac{2}{9}+\frac{2}{9}t^2\right)c_1 + \left(\frac{1}{9}+\frac{1}{9}t^2\right)c_2 + \left(\frac{2}{9}+\frac{2}{9}t^2\right)c_3 \\ -1 + \frac{4}{9}c_1 + \frac{2}{9}c_2 + \frac{4}{9}c_3 \end{pmatrix} \in \mathrm{R}^3. \qquad (18)$$

У достовірності отриманого результату можна переконатися елементарною перевіркою, а саме, підставити (18) в крайову задачу (2)–(3).

ВИСНОВКИ

Робота присвячена знаходженню умов розв'язності та побудови розв'язку критичних крайових задач, які виникають в задачах теорії керування руху, в яких кількість крайових умов не співпадає з кількістю невідомих у системі. Крім того, даний підхід можна застосувати до задач про аналітичне конструювання регуляторів і про оптимальну стабілізацію [2, 6], при розв'язку яких виникають матричні рівняння Ріккаті.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. *Ванько, В. И.* Вариационное исчисление и оптимальное управление: Учеб. для вузов / В. И. Ванько, О. В. Ермошина, Г. Н. Кувыркин. – М. : Изд-во МГТУ им. Н. Э. Баумана, 2006. – 488 с.
2. *Егоров, А. И.* Обыкновенные дифференциальные уравнения с приложениями. 2-е изд., испр. / А. И. Егоров. – М. : ФИЗМАТЛИТ, 2005. – 384 с.
3. *Андриевский, Б. Р.* Избранные главы теории автоматического управления с примерами на языке MATLAB / Б. Р. Андриевский, А. Л. Фрадков. – С.Пб. : Наука, 2000. – 475 с.
4. *Максимов, В. П.* Теория оптимального управления. Часть 2 элементы теории линейных операторов и операторных уравнений / В. П. Максимов, П. М. Симонов. – Пермь : Перм. гос. ун-т, 2010. – 80 с.
5. *Бойчук, А. А.* Конструктивные методы анализа краевых задач / А. А. Бойчук. – К. : Наукова думка, 1990. – 96 с.
6. *Бойчук, А. А.* Обобщенно-обратные операторы и нетеровы краевые задачи / А. А. Бойчук, В. Ф. Журавлев, А. М. Самойленко. – К. : Институт математики НАНУ, 1995. – 320 с.
7. *Boichuk, A. A.* Generalized inverse operators and fredholm boundary-value problems / A. A. Boichuk, A. M. Samoilenko. – VSP, Utrecht-Boston, 2004. – 317 p.
8. *Далецкий, Ю. Л.* Устойчивость решений дифференциальных уравнений в банаховом пространстве / Ю. Л. Далецкий, М. Г. Крейн. – М. : Наука, 1970. – 536 с.
9. *Penrose, R.* Generalized Inverse for Matrices / R. Penrose // Proc. Cambriadge Philos. Soc. – 1955. – Vol. 51, № 3. – P. 406–413.

Стаття надійшла до редакції 14.03.2013.

Панасенко Е. В.
Канд. физ.-мат. наук, доцент, Запорожский национальный университет, Украина

РЕШЕНИЕ КРАЕВОЙ ЗАДАЧИ ОПТИМАЛЬНОГО УПРАВЛЕНИЯ В КРИТИЧЕСКОМ СЛУЧАЕ

В статье рассмотрена краевая задача в критическом случае, которая возникает в теории оптимального управления для матричных дифференциальных уравнений. Найдено условие разрешимости таких задач. Предложен подход к нахождению решения задачи с помощью теории псевдообратных матриц. Такие задачи могут возникать при моделировании линейных технологических и экономических процессов. Кроме того, данный подход применим к задачам об аналитическом конструировании регуляторов и об оптимальной стабилизации.

Ключевые слова: управляемый процесс, краевая задача, псевдодбратная матрица, нормальная фундаментальная матрица.

Panasenko Y. V.
Ph.D. Candidate (Candidate of Physico-mathematical Sciences), Associate Professor, Zaporizhzhya National University, Ukraine

SOLUTION OF THE BOUNDARY-VALUE PROBLEM OF OPTIMAL CONTROL IN THE CRITICAL CASE

The article describes the boundary-value problem of the theory of optimal control for matrix differential equations in the critical case. This problem is urgent for wide range of applications like modeling of linear technological and economic processes. A problem of controlling movement is reduced to solutions of boundary-value problems of $n \times n$ systems of ordinary differential equations of the first order. Solution of these tasks is very complex in case of control of systems in which the number of processes exceeds the amount of information about the initial state.

The paper is devoted to finding conditions for solvability and construction solutions of boundary-value problems in critical case of the theory of motion control, in which the number of boundary conditions does not coincide with the number of unknowns in the system. The condition of solvability of such problems is found. Author describes the approach for solution to the problem with the help of theory of pseudoinverse matrices.

In addition this approach is applicable to the problem of analytic construction of regulators and the optimal stabilization.

Keywords: controlled process, boundary-value problem, pseudoinverse matrix, normal fundamental matrix.

REFERENCES

1. Vanko V. I., Yermoshina O. V., Kuvyrkin G. N. Variatsionnoye ischisleniye i optimalnoye upravleniye: Ucheb. dlya vuzov. Moscow, Izd-vo MGTU im. N. E. Baumana, 2006, 488 p.
2. Egorov A. I. Obyknovennye differentsialnye uravneniya s prilozheniyami. 2-e izd., ispr. Moscow, FIZMATLIT, 2005, 384 p.
3. Andrievskii B. R., Fradkov A. L. Izbrannye glavy teorii avtomaticheskogo upravleniya s primerami na yazyke MATLAB, Sankt-Peterburg, Nauka, 2000, 475 p.
4. Maksimov V. P., Simonov P. M. Teoriya optimalnogo upravleniya. Chast 2 elementy teorii lineinykh operatorov i operatornykh uravnenii. Perm, Perm. gos. un-t, 2010, 80 p.
5. Boichuk A. A. Konstruktivnye metody analiza kraevykh zadach. Kiev, Naukova dumka, 1990, 96 p.
6. Boichuk A. A., Zhuravlev V. F., Samoilenko A. M. Obobshchenno-obratnye operatory i neterovy kraevye zadachi. Kiev, Institut matematiki NANU, 1995, 320 p.
7. Boichuk A. A., Samoilenko A. M. Generalized inverse operators and fredholm boundary-value problems. VSP, Utrecht-Boston, 2004, 317 p.
8. Daletskii Yu. L., Krein M. G. Ustoichivost reshenii differentsialnykh uravnenii v banakhovom prostranstve. Moscow, Nauka, 1970, 536 p.
9. Penrose R. Generalized Inverse for Matrices, *Proc. Cambriadge Philos. Soc.*, 1955, Vol. 51, No. 3, pp. 406–413.

UDC 519.766.4

Trofymchuk O. M. [1], Kozhukhivska O. A. [2], Bidyuk P. I. [3], Kozhukhivskyi A. D. [4]

[1] *Doctor of technical sciences, professor, deputy director of Institute of telecommunications and information technologies of NAS Ukraine, Ukraine*

[2] *Candidate of technical sciences, senior teacher, Cherkassy state technological university, Ukraine*

[3] *Doctor of technical sciences, professor, Institute of applied system analysis of National technical university of Ukraine «KPI», Ukraine*

[4] *Doctor of technical sciences, professor of Cherkassy state technological university, Ukraine E-mail: andrejdk@mail.ru*

ESTIMATION OF MARKET RISK IN UKRAINE USING VAR METHODOLOGY

The emergence of a market risk due to performing operations with currency can result in substantial financial losses. That is why such situations require carrying out of profound analysis and management of respective risks. The market risk of this kind is characterized with possible losses of financial resources due to incorrectly performed operations with currency. The paper considers the possibility of application of the *VaR* methodology to the bank currency portfolio using the following methods: delta-normal, as well as the methods of historical modeling and Monte-Carlo simulation. While performing the computing experiments actual data used from the currency market of Ukraine. Quite acceptable results of forecasting possible losses were received by making use of Monte-Carlo simulation that hypothetically can take into account possible variations of the market exchange rates. It was established that the risk forecasting errors appear only due to non-predictable abrupt changes of exchange rates.

Keywords: risk measure VaR, bank currency portfolio, historical modeling, Monte-Carlo simulation, delta-normal approach, Ukrainian currency market.

1 INTRODUCTION

As far as functioning of financial institutions is closely related to performing of substantial volumes of currency operations the problem naturally arises for performing profound analysis and management of possible financial risks. The currency related risk is a possibility of financial resources loss due to incorrectly performed operations with currency. From the risk management position the banking activities are basically directed towards risk acceptance and getting respective economic compensation instead. Some types of risks represent the price of banking business realization and it is impossible to avoid them completely. That is why the risk management processes is not aiming to complete elimination of the risks. A financial institution should provide a reliable substantiated relation between generalized parameters of possible risks and the capital, available financial resources and financial incomes [1, 2].

There exist various approaches to quantitative estimation of possible losses. As of today there are developed the methods for computing of the currency risks that are widely used in financial enterprises. A selection of appropriate computing method is determined by the volume of available information, qualification of personnel that is busy with risk management problems, and the availability of necessary working instrumentation in the form of computer software. In spite of the fact that such instrumentation market for the financial analysis includes rather wide choice possibilities their cost and the practical usage problems very often result in development of their own software products by the financial institutions. Such systems for risk estimation may exhibit much more functional restrictions that availa than available at the market but their advantages are in the possibility of fast extension of a number of practically needed functions. Also in such cases the financial institution personnel has a possibility to enhance substantially their qualification and to improve existing computing methodologies.

The paper is devoted to application of the *VaR* methodology for computing possible financial losses in analysis of a currency market with the use of original software.

2 THE PROBLEM STATEMENT

The goal of the work is to execute the analysis of influence of exchange rates oscillations on profitability of currency transactions; to present algorithms of calculation of VaR meanings using delta–normal method and also using methods of historical and imitation modeling; to make comparison analysis of using indicated methods of VaR estimation and give recommendations concerning possibilities of their usage on Ukrainian financial market.

© Trofymchuk O. M., Kozhukhivska O. A., Bidyuk P. I., Kozhukhivskyi A. D., 2013

3 THE INFLUENCE OF EXCHANGE RATES OSCILLATIONS ON PROFITABILITY

The model of currency matching. Despite the fact that all financial risks in this or that way are implemented on the results of bank activity but the functional connection between risks exists not for all its types. The dependence between size of profits (losses) received as a result of bank holding an open currency line item, and market changes of currency rates is described by a model of currency matching [3]: $\Delta P_v = VP(s_p - s)$, where ΔP_v is a profit (loss) received from overestimating of currency money because of currency rate change; VP is a currency line item of a bank; s_p, s – predicted and leaking currency rates accordingly.

A currency item (CI) is the indicator of bank's currency risk that is defined by the parity between the amount of assets in certain foreign currency (A_v) and the amount of obligations in that same currency (L_v): $VP = A_v - L_V$. CI of a bank can be open or closed and be calculated separately for each foreign currency that is included in multicurrency bank briefcase. CI is considered to be open if the amount of assets in foreign currency does not correspond the amount of obligations in that same currency. If the amount of assets in foreign currency is balanced by the amount of obligations in that same foreign currency ($A_v = L_v$), such item is called closed or the item of correspondence. In such case currency risk is almost absent because the rate change of one currency concerning the other will equally influence both the cost of assets and the cost of obligations.

4 THE ESTIMATION OF CURRENCY RISK VAR USING DELTA-NORMAL METHOD

In order to demonstrate shortcomings and advantages of a delta-normal method, let's consider how to estimate possible future changes of the cost of briefcase of currency money.

The algorithm of calculation of VaR. The cost of briefcase of currency money P_t in base currency is calculated with an expression:

$$P_t = \sum_{i=1}^{N} P_t^i = \sum_{i=1}^{N} k_t^i \cdot v_t^i,$$

where P_t – time line of costs of the whole briefcase of currency money in base currency in the moment of time t ($t = \overline{0,T}$, where $T + 1$ – quantity of meanings of time line P_t); $P_t^i = k_t^i \cdot v_t^i$ – the cost of briefcase component in i currency in base currency; k_t^i – exchange rate of briefcase i currency into base currency on date t ($i = \overline{1,N}$, where N – quantity of currency in briefcase); v_i^t – the volume of i currency in briefcase on date t (the size of open currency item in terms of currencies). Let's consider the sequence of calculations of risk cost VaR that reflects the possible volume of future changes of the cost of currency money briefcase P_t.

Stage 1. The calculation of daily change of currency rates. The meaning of daily change of rates of briefcase currencies is calculated with a formula of geometrical profitability:

$$x_t^i = \ln\left(\frac{k_t^i}{k_{t-1}^i}\right),$$

where k_t^i – the meaning of exchange rate of i currency to base currency on date t, $t = \overline{1,T}$; k_{t-1}^i – the meaning of exchange rate of i currency to base currency on date t *1*. Logarithm of time of changes of currency rate characterizes the intensity of change of currency rate and is a random variable, the distributing of which is close to normal with average meaning close to zero.

Stage 2. The calculation of volatility of currencies. In order to calculate the volatility of each currency separately without taking into account its connection with other currencies in briefcase, it is necessary to calculate for each currency selective average and standard quadratic deviation σ^i time line of its profitability $\{x_t^i\}$ with an expression:

$$\sigma^i = \sqrt{\frac{\sum_{i=1}^{T}(x_t^i - \overline{X^i})^2}{T-1}}. \quad (1)$$

Stage 3. The estimation of possible losses behind the open currency item in *i* currency *VaR*$_i$. The variable of risk cost VaR^i of open item in i currency is calculated with an expression:

$$VaR^i = k_{1-\alpha} P_t^i \sigma^i. \quad (2)$$

If volatility of i currency (1) is defined on daily interval, the risk cost of VaR^i is also interpreted as maximum expected volume of reduction of total cost of a separately taken component of currency briefcase in i currency during one day with possibility 95 % or 99 % depending on the meaning of quantile $k_{1-\alpha}$ in the expression (2).

Stage 4. The calculation of correlation matrix of briefcase currencies. In order to consider mutual correlation of exchange rate of briefcase currencies in the process of VaR calculation it is necessary to find correlation matrix of briefcase currencies. To do this first it is necessary to calculate co variations C_{ij} of possiblecombinations of random variables $\{x_t^i\}$ and $\{x_t^j\}$:

$$C_{ij} = \frac{1}{T}\sum_{t=1}^{T}(x_t^i - \overline{X^i}) \cdot (x_t^j - \overline{X^j}).$$

And also correlation coefficients K_{ij} of processes $\{x_t^i\}$ and $\{x_t^j\}$: $K_{ij} = \dfrac{C_{ij}}{\sigma_i \sigma_j}$.

Square matrix with dimension $n \times n$, in which on i row and j column intersection the element K_{ij} is located, is a correlation matrix of briefcase exchange rates. This matrix is symmetric: $K_{ij} = K_{ji}$ for all i, $j = \overline{1,N}$, and the elements of main diagonal are single.

Stage 5. The calculation of overall estimation of possible losses VaR of total cost of currency briefcase. Overall estimation of possible losses of total cost of currency briefcase VaR is calculated on the basis of risk costs of VaR^i of separate currencies of a briefcase and correlation matrix of exchange currency rates:

$$VaR = \sqrt{\overline{VaR} \cdot \| \mathbf{K} \| \overline{VaR^T}},$$

where $\overline{VaR} = \left\| VaR^1 \quad VaR^2 \quad \ldots \quad VaR^N \right\|$ – vector-line of separate estimations VaR^i of briefcase parts in i currency; $\mathbf{K}$ – correlation matrix of exchange rates of briefcase currencies to base currency. This method assumes daily data updating and logarithm calculation of course growth rates, co variation and correlation matrixes, volatilities, all VaR^i estimations.

5 THE ESTIMATION OF CURRENCY BANK RISK VAR USING THE METHOD OF HISTORICAL MODELING

First it is necessary to choose the period of time with depth T (for example, 250 working days). For these days selection is created from daily changes of currency rates for all N parts of currency briefcase:

$$\Delta k_t^i = k_t^i - k_{t-1}^i, \; i = \overline{1,N},$$

where k_t^i – the meaning of exchange rate of i currency to base currency on date t, $t = \overline{1,T}$; k_{t-1}^i – the meaning of exchange rate of i currency to base currency on date t–1. For each of T scenarios of rate changes it is modeled hypothetical rate k^* of each currency in future as its current rate k_0 plus rate growth which corresponds the chosen scenario:

$$k_t^i{*} = k_{i,0} + \Delta k_t^i.$$

Then it is conducted the complete revaluation of current currency briefcase according to rates modeled on the basis of historical scenarios, and for each scenario it is calculated how the cost of today (current) currency briefcase (separately according to long and short bank currency item) would change:

$$\Delta V_t = V_t^* - V_0, \; t = \overline{1,T},$$

where $V_0 = \sum_{i=1}^{N} k_{i,0} \cdot v_{i,0}$ – current cost of currency briefcase; $v_{i,0}$ – current volume of i currency in briefcase (the cost of open currency item in currency units); $V_t^* = \sum k_i^{t*} \cdot v_{i,0}$ – the cost of currency briefcase in base currency according to t historical scenario.

Received T changes of briefcase are ranged by falling for long currency item and on the contrary for the short. VaR is defined as maximum loss that is not exceeded in $(1-\alpha)T$ cases, or is equal to absolute variable of change with a number that corresponds integer part of a figure . This method is relatively easy to implement if daily updating data base of all currencies exists. As a rule the more depth of a retrospective that is used for rates modeling, the higher is the accuracy of estimation VaR, but at the same time the bigger is the risk of using out-of-date data.

6 THE METHOD OF IMITATION MODELING MONTE-CARLO FOR ESTIMATION OF BANK CURRENCY RISKS VAR

Monte-Carlo method for estimation of currency risk consists in modeling *movement path of exchange rate according to chosen stochastic process*. In order to calculate the estimation VaR^i cost of i part of currency briefcase (open currency item, $i = \overline{1,N}$) it is necessary to build the division of modeled costs for this part. To find the line of modeled future costs of i currency item it is necessary to model K future prices according to movement path which is calculated during n steps. The figures K and n are chosen quite big depending on calculating capacities (for example, 500*1000). The process of estimation VaR can be represented the way:

1. To generate the consequence according to divided random variables $\varepsilon_1, \varepsilon_2, \ldots, \varepsilon_n$.
2. Using retrospective data of depth L of days to find the meaning of daily pr ofitability (change of i rate of currencies) with a formula $x_l^i = \ln(\frac{k_l^i}{k_{l-1}^i})$, $l = \overline{1,L}$. For the received sampling of profitability for i currency to calculate average μ and mean squared deviation σ.
3. Starting with current rate of i currency k_t^i to calculate future modeled prices $k_{t+1}^i, k_{t+2}^i, \ldots, k_{t+n}^i = k_T^i$ with formulas [2]:

$$k_{t+1}^i = k_t^i + k_t^i(\mu\,\Delta t + \varepsilon_1\,\sigma\sqrt{\Delta t}),$$

$$k_{t+2}^i = k_{t+1}^i + k_{t+1}^i(\mu\,\Delta t + \varepsilon_2\,\sigma\sqrt{\Delta t}),$$

$$\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots\ldots$$

$$k_{t+n}^i = k_{t+n-1}^i + k_{t+n-1}^i(\mu\,\Delta t + \varepsilon_n\,\sigma\sqrt{\Delta t}).$$

4. To calculate the cost of i currency item in base currency (the part of currency briefcase) for rate k_T^i: $P_T^i = k_T^i \cdot v_t^i$, where v_t^i – current volume of i currency item in units of currencies.
5. The steps 3–4 to repeat K times (depending on the quantity of variables). As a result we get a line of meanings: $P_T^{i\,1}, P_T^{i\,2}, \ldots, P_T^{i\,K}$.

6. The received K costs of i currency item of briefcase are ranged similarly to the method of historical modeling.

The ranged meanings are numbered from 1 to K. Let's designate through $P_T^{i\,\alpha}$ the meaning of currency item from this line by a number that is equal to the whole part of a number $(1-\alpha)K$, that means that it corresponds the set level of trust $(1-\alpha)$.

7. To calculate the average of modeled costs:

$$\overline{P_T^i} = \frac{\sum_{k=1}^{K} P_T^{i\,k}}{K}.$$

8. To calculate possible losses according to i currency item: $VaR^i = \overline{P_T^i} - P_T^{i\,\alpha}$.

7 THE PECULIARITIES OF MODEL VERIFICATION TO ESTIMATE VAR CURRENCY BRIEFCASE USING HISTORICAL DATA

The further specified operations influence the size of an open currency position and currency risk: (1) – purchase and sale of available and non-cash foreign currency; (2) – charge, receiving, payment of foreign currency in a form of profits and losses; (3) – receipt of funds in foreign currency to statute capital; (4) – repayment by a bank of hopeless debt in foreign currency; (5) – formation of reserves in foreign currency; (6) – purchase and sale of inventory items using foreign currency; (7) – other exchange operations with foreign currency [3–7]. To estimate the changes of structure of bank currency item that does not depend on exchange rates oscillations, the index of Paashe is used.

Let's consider that the total cost of currency briefcase P_t in base currency on the moment of time t is defined by a formula:

$$P_t = \sum_{i=1}^{N} k_t^i \cdot \left| v_t^i \right|,$$

where $P_t^i = k_t^i \cdot v_t^i$ – currency item of a bank according to i currency in base currency. The index of Paashe J_{vi} characterizes the level of influence of structural changes of a currency item on the total volume of currency item taking into account exchange rates on the beginning of a period $[t-1, t]$ [3]:

$$J_{vi} = \frac{k_{t-1}^i \cdot v_t^i}{k_{t-1}^i \cdot v_{t-1}^i}, \; i = \overline{1, N}. \qquad (3)$$

The process of verification of a model for currency risk estimation is the following. On the moment of time t it is possible to calculate the meaning of actual cost of a briefcase Δ_t and compare it with the meaning of VaR_t. The peculiarity of comparison consists of necessity to exclude from calculation the factor of change of physical volumes of briefcase currencies as far as the indicator VaR does not take into account the changes of volumes of each currency in briefcase. Taking this the adequacy check of VaR-model is made in the following sequence:

1. To define Δ_t^i as losses from i currency item for a period of time $[t-1, t]$, as disparity between the cost of i currency item on the moment of time t without taking into account the changes of physical structure that occurred on the period $[t-1, t]$ and its cost on the moment of time $t-1$ with a formula:

$$\Delta_t^i = \begin{cases} \left| \dfrac{P_t^i}{J_{vi}^t} - P_{t-1}^i \right|, \; if \; \dfrac{P_t^i}{J_{vi}^t} - P_{t-1}^i < 0 \\ 0, \; if \; \dfrac{P_t^i}{J_{vi}^t} - P_{t-1}^i > 0 \end{cases},$$

where J_{vi}^t is calculated according to expression (3) on the moment of time t. Then on each moment of time t of a period of back-testing $(t = \overline{1, T})$ it is calculated the loss from exchange rates oscillations for the currency briefcase on the whole:

$$\Delta V_t = \sum_{i=1}^{N} \Delta_t^i.$$

2. The comparison of daily meanings VaR_t and corresponding to them actual changes of briefcase cost ΔV_t. The case when the condition is observed $\Delta V_t > VaR_t$ that means that the cost change is negative (loss) and at the same time in absolute meaning exceeds VaR, is called the exceeding of predicted expenses. Then the quantity of cases of exceeding L is calculated.

3. The model adequacy is checked by the parity: $\frac{L}{T} < \alpha$.

8 THE ANALYSIS OF RESULTS OF ESTIMATION OF LOSSES VAR

To estimate VaR it has been used bank currency briefcase that consists of three items in three currencies (USA dollar, euro and Russian ruble). To estimate VaR and test models it has been used the following data: (1) – daily meanings of market rates of dollar USA, euro and Russian ruble from 01.01.2006 – 30.06.2010; (2) – daily data of bank rates from three currencies for a period from 01.06.2006 – 30.06.2010; (3) – daily meanings of open bank currency items in three above mentioned currencies for a period from 01.01.2006 – 30.06.2010.

9 THE ANALYSIS OF THE RESULTS OF ESTIMATION VAR USING DELTA-NORMAL METHOD

On the input of a model the market meanings of exchange rates, bank meanings of exchange rates and bank currency items in briefcase currencies are presented. In order to check

the adequacy of a model the recommendations of Basel committee of bank supervision for different levels of trust (95 %, 99 % and 97 %) have been used. Each three months it is calculated the quantity of mistakes of exchange rate forecast using delta-normal method; it is based on suggestion about normal division of profitability of exchange rates. The depth of retrospective for estimation of standard deviation is 250 days. The depth of retrospective for estimation VaR is also 250 days. The results of verification are brought together in table 1.

According to table 1 we can see that the model for estimation *VaR* of currency briefcase using delta-normal method is inadequate. In order to find the reasons of inadequacy of a model the retrospectives that are used to find estimations *VaR* are checked on normal division according to Pirson criterion. Profitability for USA dollar rate does not have normal division. Profitability for euro is divided close to normal division, and on some periods has normal division.

As a result of retrospective testing of a model while calculating *VaR* for each currency it has been found: if meaning χ^2_{cn} is less according to euro than to USA dollar, then the division of profitability of euro rate is closer to normal than the division of USA dollar. In such case the method gives fewer mistakes of euro forecast than of USA dollar forecast.

It has been found that the losses start exceeding estimation VaR with 95 % level of trust on the period from March 2008 when unpredicted changes of USA dollar and euro rate started to be observed. With 99 % level of trust (which is demanded by Basel committee) the quantity of forecast mistakes starts growing from the end of September 2008. In the period of forced reduction in second – third quarters of 2008 and on the period of 4-th quarter of 2008 – first quarter of 2009 the model for estimation of risk *VaR* using method of historical modeling ceases to be adequate.

10 THE COMPARISON OF METHODS OF ESTIMATION VAR

In table 2 it is represented the results of back-testing for each of models and is calculated the quantity of mistakes according to the results of models work on some periods with duration of 250 days each.

The results of analysis of shortages and advantages of used methods of estimation VaR are gathered in table 3.

11 CONCLUSIONS

Measure *VaR* has shortages and advantages, but it gives possibility to estimate the risk uniquely for each country and each bank. To compare the results of implementation of this methodology on Ukrainian currency market three methods of estimation *VaR* of bank currency briefcase are represented.

The model of risks estimation on the base of delta-normal method has appeared to be inadequate because the assumption about the normal division of currency rates profitability hasn't been made. It is necessary to mark that the division of profitability of euro rate on some periods is close to normal and thus the model of estimation *VaR* of currency item to euro on these periods has appeared to be adequate.

The method of historical modeling has shown satisfactory result only on conditions of stable market situation. It badly adapts to different oscillations on the market and thus today it can't be used on Ukrainian financial market.

The better results of estimation of possible losses have been received using Monte Carlo method. The mistakes in forecasts of possible losses appear only on condition of unpredicted sharp shifts of rate but the model on the base of this method quickly adapts to market changes. To use this method on-line it is necessary to have big calculation capacities that mean vain charges for banks with little market

Table 1. The results of conduction of retrospective testing of calculation VaR using delta-normal method

Period	The results of back - testing					
	95 %		97 %		99 %	
	Quantity of exceeding	% correct forecasts	Quantity of exceeding	% correct forecasts	Quantity of exceeding	% correct forecasts
from 21.03.06 to 21.03.07	13	94,80 %	8	96,80 %	3	98,80 %
from 20.06.06 to 21.06.07	16	93,60 %	7	97,20 %	4	98,40 %
from 22.09.06 to 21.09.07	16	93,60 %	8	96,80 %	6	97,60 %
from 21.12.06 to 21.12.07	21	91,60 %	9	96,40 %	6	97,60 %
from 23.03.07 to 21.03.08	30	88,00 %	20	92,00 %	15	94,00 %
from 24.09.07 to 22.09.08	57	77,20 %	51	79,60 %	40	84,00 %
from 24.12.07 to 22.12.08	65	74,00 %	62	75,20 %	49	80,40 %
from 20.03.08 to 30.03.09	62	75,20%	58	76,80 %	42	83,20 %

Table 2. Comparative analysis of back-testing of a model of risk estimation VaR using different methods

Period		Results of back-testing with 95% level of trust					
		Delta-normal method		Method of historical modeling		Monte Carlo method	
		Quantity of exceeding	% correct forecasts	Quantity of exceeding	% correct forecasts	Quantity of exceeding	% correct forecasts
from 21.03.06	to 21.03.07	13	94,80 %	4	98,40 %	0	100,00 %
from 20.06.06	to 21.06.07	16	93,60 %	5	98,00 %	0	100,00 %
from 22.09.06	to 21.09.07	16	93,60 %	3	98,80 %	0	100,00 %
from 21.12.06	to 21.12.07	21	91,60 %	5	98,00 %	0	100,00 %
from 23.03.07	to 21.03.08	30	88,00 %	16	93,60 %	0	100,00 %
from 22.06.07	to 23.06.08	47	81,20 %	35	86,00 %	3	98,80 %
from 24.09.07	to 22.09.08	57	77,20 %	50	80,00 %	4	98,40 %
from 24.12.07	to 22.12.08	65	74,00 %	74	70,40 %	7	97,20 %
from 20.03.08	to 30.03.09	62	75,20 %	77	69,20 %	7	97,20 %

Table 3. Comparative analysis of work of different methods for risk estimation *VaR*

Method / Criteria	Delta normal	Historical modeling	Method of imitation modeling of Monte Carlo
Estimation	Local	Total	Total
Taking into account historical division	As estimation of normal division	The similar to that in the past	Totally
Taking into account «admissible» volatility	Possible	No	Yes
Assumption about normal division of profitability	Yes	No	No
Estimation of extreme events	Bad	Bad	Possible
Model risk	Can be great	Admissible	High
Volume of retrospective	Average	Very big	Little
Calculation difficulty	Not high	High	Very high
Visualization	Average	High	High
Calculation capacities	Low	Average	High

risk. For these banks it is recommended to use standard approach on the base of fixed coefficients to estimate financial risks. To estimate improbable sharp oscillations of currencies (costs, quoting) it is recommended to use stress-testing that gives representation about the volume of losses in crisis market phenomena.

SPISOK LITERATURY

1. *Лобанов, А. А.* Энциклопедия финансового риск-менеджмента / А. А. Лобанов, А. В. Чугунов. – М. : Альпина Паблишер, 2003. – 786 с.
2. *Jorion, Ph.* Financial risk-management: Second edition / Ph. Jorion. – Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2003. – 708 p.

3. Управління банківськими ризиками : навч. посібник / [Примостка Л. О., Чуб П. М., Карчева Т. Г. та ін.]; за ред. Примостки О. Л. – К. : КНЕУ, 2007. – 600 с.
4. Методичні вказівки з інспектування банків «Система оцінки ризиків» / Затв. постановою правління Національного банку України від 15.03.2004 № 104.– 2004. – 43 с.
5. Базельский комитет по банковскому надзору. Международная конвергенция измерения капитала и стандартов капитала: новые подходы. – Базель, 2004. – http://www.cbr.ru
6. *Яблоков, А. І.* Методика оцінювання та управління валютним ризиком VaR / А. І. Яблоков // Економіко-математичне моделювання соціально-економічних систем. – 2007. – № 13. – С. 121–128.
7. *Милосердов, А. А.* Рыночные риски: формализация, моделирование, оценка качества моделей / А. А. Милосердов, Е. Б. Герасимова. – Тамбов : Изд-во Тамбовского гос. техн. ун-та, 2004. – 116 с.

Стаття надійшла до редакції 28.10.2013.

Трофимчук А. Н.[1], Кожуховская О. А.[2], Бидюк П. И.[3], Кожуховский А. Д.[4]
[1]Д-р техн. наук, професор, Институт телекоммуникаций и информационных технологий НАН Украины, Украина
[2]Канд. техн.наук, ст. преп., Черкасский государственный технологический университет, Украина
[3]Д-р техн. наук, профессор, Институт прикладного системного анализа Национального технического университета Украины «КПИ»,Украина
[4]Д-р техн. наук, профессор Черкасский государственный технологический университет, Украина

ОЦЕНКА РЫНОЧНОГО РИСКА В УКРАИНЕ ПО МЕТОДОЛОГИИ VAR

В работе рассматривается возможность применения методов оценивания меры риска VaR к банковскому валютному портфелю с использованием таких методов: дельта-нормальный, исторический и имитационного моделирования. Приемлемые по качеству результаты прогнозирования возможных потерь получены по методу Монте-Карло, который гипотетически может учитывать возможные изменения курсов валют на рынке. Установлено, что ошибки прогнозов возможных потерь могут возникать только вследствие резких непредвиденных изменений курсов валют.

Ключевые слова: мера риска VaR, банковский валютный портфель, историческое моделирование, имитационное моделирование по методу Монте-Карло, дельта-нормальный метод, украинский валютный рынок.

Трофимчук О. М.[1], Кожухівська О. А.[2], Бідюк П. І.[3], Кожухівський А. Д.[4]
[1]Д-р техн. наук, професор, Інститут телекомунікацій та інформаційних технологій НАН Україна
[2]Канд. техн.наук, ст.викл., Черкаський державний технологічний університет, Україна
[3]Д-р техн. наук, професор, Інститут прикладного системного аналізу Національного технічного університету України «КПІ»,Україна
[4]Д-р техн. наук, професор, Черкаський державний технологічний університет, Україна

ОЦІНКА РИНКОВОГО РИЗИКУ В УКРАЇНІ ЗА МЕТОДОЛОГІЄЮ VAR

В роботі розглядається можливість застосування методів оцінювання міри ризику VaR для банківського валютного портфеля з використанням таких методів: дельта-нормальний, історичний та імітаційного моделювання. Прийнятні за якістю результати прогнозування втрат отримано за методом Монте-Карло, який гіпотетично може враховувати можливі зміни курсів валют на ринку. Встановлено, що похибки прогнозів можливих втрат виникають лише за наявності непередбачуваних різких змін курсу валют.

Ключові слова: міра ризику VaR, банківський валютний портфель, історичне моделювання, імітаційне моделювання за методом Монте-Карло, дельта-нормальний метод, український валютний ринок.

REFERENCES

1. Lobanov A. A., Chugunov A. V. E'nciklopediya finansovogo risk-menedzhmenta. Moscow, Alpina Pablisher, 2003, 786 p.
2. Jorion Ph. Financial risk-management: Second edition. Hoboken, New Jersey, John Wiley & Sons, 2003, 708 p.
3. Primostka L. O., Chub P. M., Karcheva T.G. ta in.; za red. Primostky L.O Upravlinnya bankivskymy rysykamy : navch. Posibnyk. Kyiv, KNEU, 2007, 600 p.
4. Metodychni vkazivky z inspektuvannya bankiv «Systema ozinky rysykiv». Zatv. postanovoiu pravlinnia Nazionalnogo banku Ukrainy vid 15.03.2004 № 104, 2004, 43 p.
5. Bazelskij komitet po bankovskomu nadzoru. Mezhdunarodnaya konvergensiya izmereniya kapitala i standartov kapitala: novy'e podhody', Bazel, 2004. http://www.cbr.ru
6. Yablokov A. I. Metodyka ozinyuvannya ta upravlinnya valiutnim ryzykom VaR, E'konomiko-matematychne modeliuvannia sotsialno-ekonomichnyh system, 2007, No. 13, pp. 121–128.
7. Miloserdov A. A., Gerasimova E. B. Ry'nochny'e riski: formalizaciya, modelirovanie, ocenka kachestva modelej. Tambov: Izd-vo Tambovskogo gos. tehn. un-ta, 2004, 116 p.

УДК 004.02

Чопоров С. В.

Канд. техн. наук, доцент, Запорожский национальный университет, Украина, E-mail: choporov@list.ru

ИСПОЛЬЗОВАНИЕ ТЕХНОЛОГИЙ ПАРАЛЛЕЛЬНЫХ ВЫЧИСЛЕНИЙ В МЕТОДЕ КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

В работе рассмотрена проблема использования параллельных вычислений в методе конечных элементов. Рассмотрены особенности построения матрицы жесткости и решения полученной системы линейных уравнений на базе параллельных вычислений. Проведены вычислительные эксперименты, результаты которых использованы для анализа эффективности предложенных подходов.

Ключевые слова: метод конечных элементов, параллельные вычисления, математическая модель, вычислительный метод.

ВВЕДЕНИЕ

Проектирование современных деталей и конструкций связано с необходимостью применения вычислительных методов для решения задач высокой сложности. В разработке САПР для машиностроения наиболее активно применяется один из наиболее распространенных вычислительных методов – метод конечных элементов, который находит свои приложения в широком спектре задач: от анализа напряженно деформированного состояния деталей, конструкций и строений, переноса тепла, гидродинамики до анализа микроэлектромеханических систем [1–3].

Сложность многих деталей и конструкций приводит к возникновению на подготовительных этапах сложных геометрических моделей – математических моделей соответствующих геометрических областей. Последующее применение методов дискретизации [4] с требованием учета особенностей геометрической модели и физической постановки задачи (например, сгущение сетки конечных элементов в областях контакта, трещин, учет многослойности и другие) может приводить к дискретным моделям с большим числом конечных элементов. В результате для моделирования необходимы значительные вычислительные ресурсы и, как следствие, временные затраты.

Естественным решением задачи минимизации вычислительных затрат является оптимизация числа элементов в дискретных моделях. Однако, в тех случаях, когда уменьшение числа конечных элементов приводит к неоправданной потере точности модели, одним из путей оптимизации временных затрат является использование параллельных вычислений. Стремительное увеличение числа функциональных устройств (процессоров, ядер) в современных вычислительных системах актуализирует данное направление исследований.

Таким образом, целью работы является разработка параллельных алгоритмов для основных этапов метода конечных элементов и анализ результатов их внедрения путем проведения вычислительных экспериментов.

1 ТИПЫ ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫХ СИСТЕМ И ОСНОВНЫЕ ТЕХНОЛОГИИ ДОСТИЖЕНИЯ ПАРАЛЛЕЛЬНОСТИ

Одной из наиболее распространенных классификаций архитектуры вычислительных систем является систематика Флинна [5], которая основана на анализе способов взаимодействия функциональных вычислительных устройств и обрабатываемых данных. В результате различаются основные четыре типа вычислительных систем [5–7]:

– SISD (Single Instruction, Single Data) – вычислительные системы, в которых используется единственное функциональное устройство для исполнения одного потока инструкций с одиночным потоком данных;

– SIMD (Single Instruction, Multiple Data) – системы с одним потоком инструкций, в которых одна инструкция может применяться к векторам данных (нескольким потокам данных);

– MISD (Multiple Instruction, Single Data) – системы с множественным потоком инструкций и одним потоком данных;

– MIMD (Multiple Instruction, Multiple Data) – вычислительные системы с множественным потоком инструкций и множественным потоком данных.

Большинство современных последовательных вычислительных систем можно отнести к первым двум типам. Такие компьютеры оснащены одним функциональным устройством и поддерживают различные наборы SIMD-инструкций (например, MMX, SSE, SSE2 и другие). Параллельность (квазипараллельность) в таких системах является реализацией многозадачности в планировщике задач операционной системы.

К типу MISD можно отнести отказоустойчивые вычислительные системы, которые выполняют инструкции с функциональной избыточностью с целью обнаружения ошибок. При этом ряд авторов [5] называют данный тип теоретическим, отмечая отсутствие устройств такого типа.

© Чопоров С. В., 2013

К типу MIMD относятся системы с множеством функциональных устройств: мультипроцессоры (многопроцессорные и многоядерные системы) и мультикомпьютеры (распределенные вычислительные системы, кластеры).

На современном рынке вычислительных систем в наиболее доступном ценовом диапазоне широко представлены мультипроцессорные системы с общей памятью, которые содержат от 2 до 16 функциональных устройств. Такие вычислительные системы можно использовать для начальной отладки параллельных алгоритмов и оценки их эффективности. Для программирования в таких системах наиболее распространенными являются решения на базе потоков (например, POSIX Threads, Boost.Thread и другие) или стандарта OpenMP (Open Multi-Processing) [8, 9].

2 ПАРАЛЛЕЛЬНАЯ РЕАЛИЗАЦИЯ МЕТОДА КОНЕЧНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Основная идея метода конечных элементов состоит в том, что любую искомую непрерывную величину (например, температуру, перемещения и другие) можно аппроксимировать при помощи кусочно-непрерывных функций, определенных на элементарных геометрических областях – конечных элементах, образующих дискретную модель области. Для определения значений искомой непрерывной величины в узлах дискретной модели строится система линейных алгебраических уравнений, матрица которой носит название глобальной матрицы жесткости.

Процесс построения глобальной матрицы жесткости называется ансамблированием и является суммой, подчиненной особым правилам, локальных матриц жесткости – результатов интегрирования дифференциального уравнения в матричной форме. Размер глобальной матрицы жесткости равен произведению числа узлов в дискретной модели на число степеней свободы в узле (определяется типом задачи).

Таким образом, в случае достаточно сложных дискретных моделей, этапы построения глобальной матрицы жесткости и последующего решения СЛАУ являются наиболее требовательными к вычислительным ресурсам. Следовательно, внедрение параллельных вычислений при выполнении этих этапов способно дать наиболее значимый результат с точки зрения экономии времени на проектирование и моделирование.

Первым шагом после этапов загрузки и инициализации исходных данных параллельной реализации метода конечных элементов является определение величины K – числа доступных функциональных устройств (рис. 1). Данная величина является основой для определения количества параллельных потоков. В методе конечных элементов при вычислении глобальной матрицы жесткости в случае мультипроцессорных систем операции ввода-вывода используются только, если недостаточно основной памяти для хранения исходных данных и самой глобальной матрицы жесткости. То есть, при использовании сжатого способа хранения глобальной матрицы жесткости (которая, как правило, является сильно разреженной), время ожидания операций ввода-вывода, в зависимости от сложности задачи, будет минимальным, следовательно, на практике величина K также определяет количество параллельных вычислительных потоков.

Так как ансамблирование является обобщением суммы, то каждый из K параллельных потоков должен производить ансамблирование N / K элементов (N – количество элементов в дискретной модели). При этом все данные (включая переменные циклов), связанные с интегрированием на конечном элементе должны быть локальными данными параллельных потоков (быть доступными только для потока-обладателя; схема приведена на рис. 1).

Шаг обновления глобальной матрицы жесткости, учитывая сжатый формат хранения данных, является критическим с точки зрения потокобезопасности. То есть, доступ остальным потокам к глобальной матрице жесткости должен блокироваться пока один поток модифицирует ее элементы.

Время, необходимое для построения глобальной матрицы жесткости при помощи параллельного вычислительного процесса, можно оценить величиной T_p

$$T_p = N(I / K + m) + K \cdot t_{thread},$$

где I – процессорное время, необходимое для интегрирования исходного дифференциального уравнения на одном конечном элементе, m – процессорное время, необходимое для ансамблирования результатов интегрирования на одном элементе, t_{thread} – время, необходимое для инициализации одного вычислительного потока.

Аналогично, время, необходимое для построения глобальной матрицы жесткости на базе последовательного алгоритма, можно оценить величиной T_s

$$T_s = N(I + m).$$

Применение параллельных вычислений имеет смысл, если $T_s > T_p$:

$$N(I + m) > N(I / K + m) + K \cdot t_{thread},$$

в результате упрощения которой получим следующую оценку

$$N \cdot I > \frac{K^2 \cdot t_{thread}}{K - 1}.$$

Таким образом, например, для двух параллельных потоков, произведение количества элементов на время интегрирования одного элемента должно быть вчетверо большим времени инициализации параллельных потоков, что может не выполняться при малом числе конечных элементов.

Для решения полученных в результате построения глобальной матрицы жесткости СЛАУ на практике, как правило, используются итерационные методы (напри-

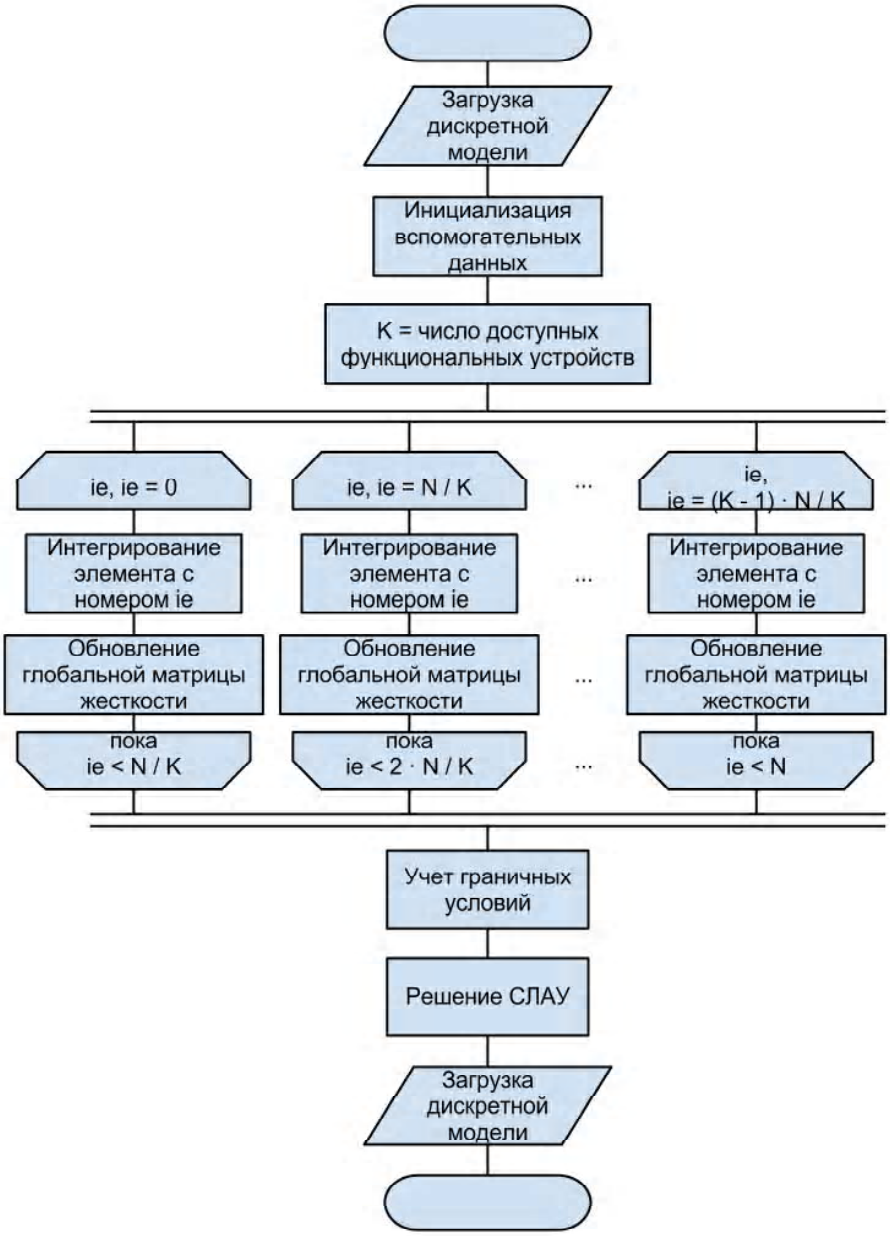


Рис. 1. Схема метода конечных элементов на базе параллельных вычислений

мер, метод сопряженных градиентов [10, 11] и другие). Их ключевой особенностью является то, что результаты текущей итерации являются исходными данными для следующей. Следовательно, для сокращения времени поиска решения необходимо ускорять внутренние операции метода: произведение матрицы на вектор, поэлементное произведение векторов, вычисления невязки и другие.

С учетом того, что в результате ансамблирования глобальная матрица жесткости получается сильно разреженной, следовательно, схема вычисления произведения матрицы на вектор в K параллельных потоков примет вид, приведенный на рис. 2. Общими для потоков данными являются матрица A, размер которой $D \times D$, вектор x, вектор-результат r и число K. Так как вычислительными потоками обновляются разные элементы вектора r, то отсутствует необходимость в блокировке для синхронизации потоков. Счетчики циклов i и j, переменная t – локальные для каждого вычислительного потока. Во внутренних циклах по j вычисления производятся только для ненулевых элементов i-й строки матрицы A.

3 ВЫЧИСЛИТЕЛЬНЫЙ ЭКСПЕРИМЕНТ

В качестве тестового стенда использовалась программно-аппаратная конфигурация с процессором Intel Core i3-380 (2,53 ГГц, 2 физических ядра + 2 виртуальных ядра) с 3 ГБ ОЗУ под управлением операционной системы openSUSE 12.2 (компилятор gcc 4.7), для создания потоков и управления ими – библиотеки стандарта openMP.

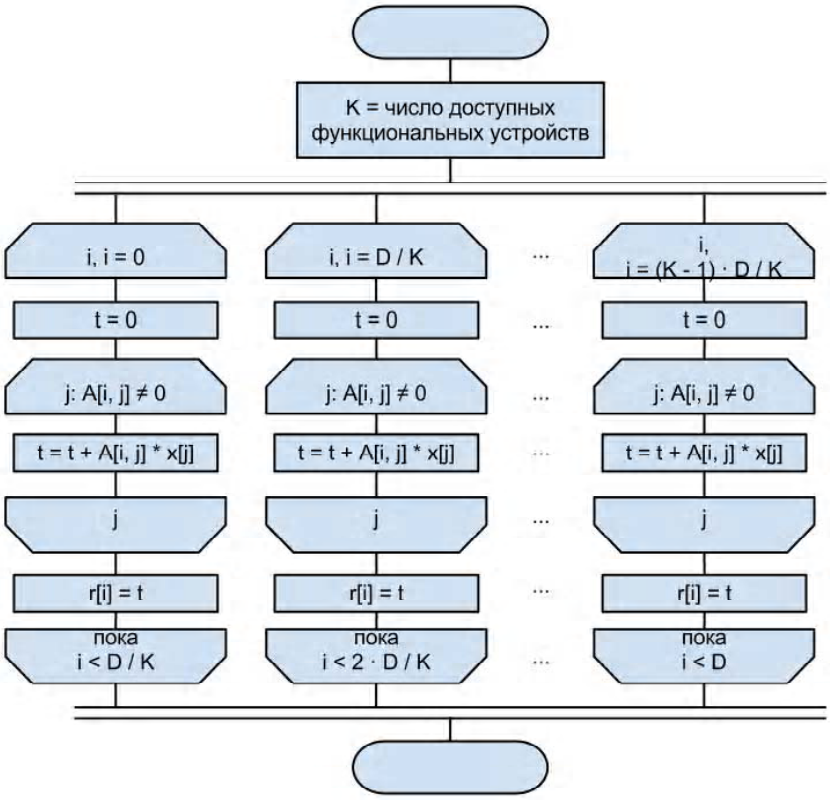


Рис. 2. Схема параллельного произведения разреженной матрицы на вектор

1. Задача Дирихле

Рассмотрим решение уравнения Лапласа с условиями Дирихле.

$$\frac{\partial^2 U}{\partial x^2}+\frac{\partial^2 U}{\partial y^2}+\frac{\partial^2 U}{\partial z^2}=0,$$
$$U_{\delta\Omega}=f(x,y,z).$$

В качестве области Ω рассмотрим косозубое зубчатое колесо (дискретная модель: 49500 узлов, 40920 шестигранных конечных элементов, рис. 3). Функция $f(x,y,z)$ пусть имеет вид

$$f(x,y,z)=\begin{cases}0, \text{в узлах центрального отверстия,}\\ 4\sin^2(5\varphi), \text{на поверхности зубьев,}\end{cases}$$

где φ – угол поворота полярного радиуса до соответствующего узла в плоскости Oxy.

Формула для вычисления локальной матрицы жесткости $[K^e]$ примет вид

$$\left[K^e\right]=\iiint\left(\begin{Bmatrix}\frac{\partial H_1}{\partial x}\\ \frac{\partial H_2}{\partial x}\\ \dots\\ \frac{\partial H_8}{\partial x}\end{Bmatrix}\begin{bmatrix}\frac{\partial H_1}{\partial x} & \frac{\partial H_2}{\partial x} & \dots & \frac{\partial H_8}{\partial x}\end{bmatrix}+\right.$$

$$+\begin{Bmatrix}\frac{\partial H_1}{\partial y}\\ \frac{\partial H_2}{\partial y}\\ \dots\\ \frac{\partial H_8}{\partial y}\end{Bmatrix}\begin{bmatrix}\frac{\partial H_1}{\partial y} & \frac{\partial H_2}{\partial y} & \dots & \frac{\partial H_8}{\partial y}\end{bmatrix}+$$

$$\left.+\begin{Bmatrix}\frac{\partial H_1}{\partial z}\\ \frac{\partial H_2}{\partial z}\\ \dots\\ \frac{\partial H_8}{\partial z}\end{Bmatrix}\begin{bmatrix}\frac{\partial H_1}{\partial z} & \frac{\partial H_2}{\partial z} & \dots & \frac{\partial H_8}{\partial z}\end{bmatrix}\right)dxdydz,$$

где H_i (i = 1, 8) – функции формы конечного элемента.

В результате вычислительного эксперимента получены результаты, приведенные в табл. 1 (время в секундах).

2. Исследование прогиба трехслойной круглой оболочки под равномерной нагрузкой

Дана защемленная по контуру трехслойная оболочка, радиус которой 0,4 м, толщина – 0,01 м. Внутренний слой: толщина – 0,008 м, модуль Юнга – E_i = 72017,3327 МПа, коэффициент Пуассона – ν_i = 0,2999518536. Внешние

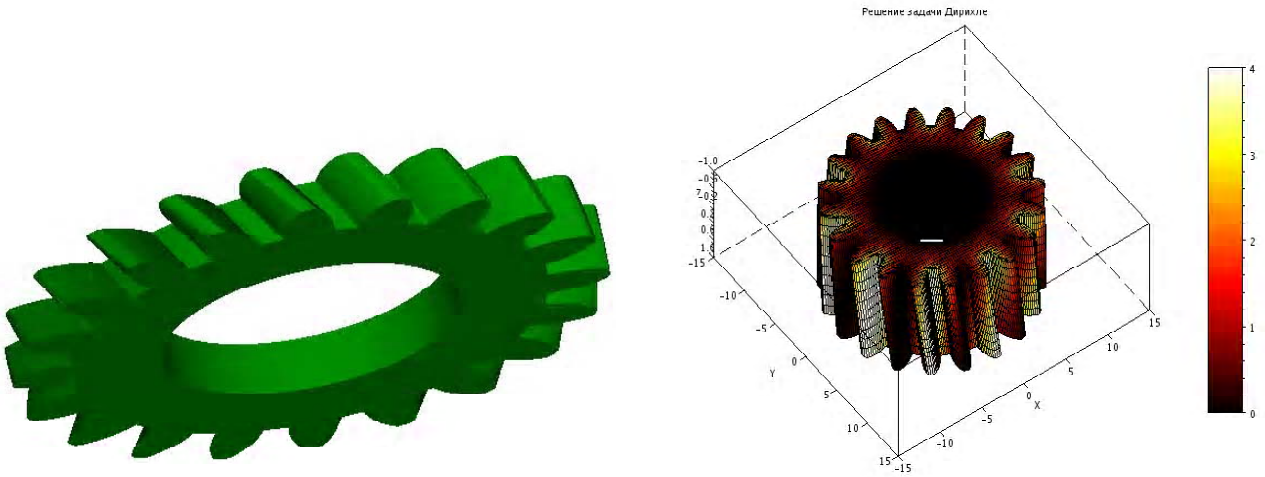


Рис. 3. Задача Дирихле: косозубое зубчатое колесо

слои: толщина – 0,001 м, модуль Юнга – E_o = 203200 МПа, коэффициент Пуассона – ν_o = 0,27. На оболочку действует равномерная нагрузка q = –0,05 МПа.

Для решения построена дискретная модель сектора оболочки (рис. 4) на базе десяти слоев шестигранных конечных элементов (59213 узлов и 52240 элементов), толщина которых 0,001 м, что позволяет рассматривать данную задачу в трехмерной постановке, используя соответствующие слоям упругие константы.

Формула для вычисления локальной матрицы жесткости $[K^e]$ примет вид

$$\left\lfloor K^e \right\rfloor = \iiint B^T DBdxdydz,$$

где

$$B = \begin{bmatrix} \frac{\partial}{\partial x} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{\partial}{\partial y} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{\partial}{\partial z} \\ \frac{\partial}{\partial y} & \frac{\partial}{\partial x} & 0 \\ 0 & \frac{\partial}{\partial z} & \frac{\partial}{\partial y} \\ \frac{\partial}{\partial z} & 0 & \frac{\partial}{\partial x} \end{bmatrix} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} H_1 & H_2 & \dots & H_8 & 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & H_1 & H_2 & \dots & H_8 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & H_1 & H_2 & \dots & H_8 \end{bmatrix},$$

Таблица 1. Решение задачи Дирихле

Этап	Количество вычислительных потоков		
	1	2	4
	время, с		
Построение глобальной матрицы жесткости	3,07639	1,56709	1,25949
Решение СЛАУ, 73 итерации	0,304023	0,240893	0,264904

$$D = \frac{E(1-\nu)}{(1+\nu)(1-2\nu)} \times$$

$$\times \begin{bmatrix} 1 & \frac{\nu}{1-\nu} & \frac{\nu}{1-\nu} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\nu}{1-\nu} & 1 & \frac{\nu}{1-\nu} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\nu}{1-\nu} & \frac{\nu}{1-\nu} & 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1-2\nu}{2(1-\nu)} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1-2\nu}{2(1-\nu)} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{1-2\nu}{2(1-\nu)} \end{bmatrix}$$

$$E = \begin{cases} E_o, \ z \ge 0{,}009 \text{ или } z \le 0{,}001, \\ E_i, \ 0{,}001 \le z \le 0{,}009, \end{cases}$$

$$\nu = \begin{cases} \nu_o, \ z \ge 0{,}009 \text{ или } z \le 0{,}001, \\ \nu_i, \ 0{,}001 \le z \le 0{,}009. \end{cases}$$

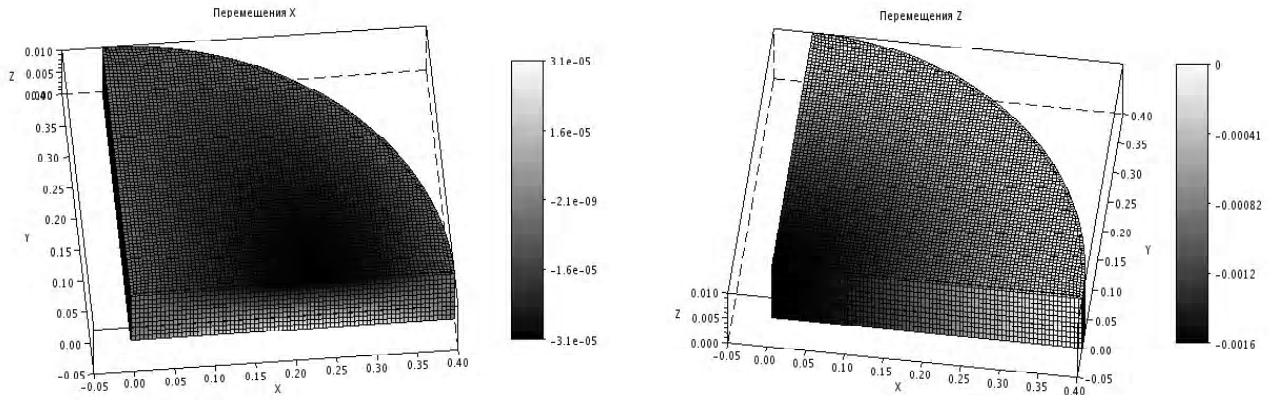


Рис. 4. Прогиб трехслойной оболочки

В результате вычислительного эксперимента получены результаты, приведенные в табл. 2 (время в секундах).

Таблица 2. Исследование прогиба трехслойной круглой оболочки

Этап	Количество вычислительных потоков		
	1	2	4
	время, с		
Построение глобальной матрицы жесткости	83,7293	41,5063	31,7687
Решение СЛАУ, 6952 итерации	298,287	191,299	189,134

ВЫВОДЫ

Таким образом, вычислительные эксперименты показали, что использование параллельных вычислений в методе конечных элементов позволяет сократить время на проектирование и моделирование деталей и конструкций. Из таблиц видно незначительное преимущество во времени при использовании четырех вычислительных потоков относительно двух, что может быть связано с использованием двух виртуальных ядер (которые не обладают аналогичной двум физическим ядрам производительностью). Реализация разработанных алгоритмов на базе библиотек стандарта openMP позволяет рассматривать полученную в ходе исследования кодовую базу в качестве основы для построения кластерной реализации. Перспективным направлением исследований в данном направлении является изучение влияния количества потоков на производительность (или затраченное время). Также важным направлением является изучение производительности многопоточных вычислений в зависимости от количества узлов/элементов в сетке, особенно в системах с раздельной памятью (вычислительных кластерах), в которых существуют значительные затраты на синхронизацию вычислительных потоков.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Zienkiewicz, O. Z.* The Finite Element Method. V. 1: The Basis / O. Z. Zienkiewicz, R. L. Taylor. – Oxford : Butterworth-Heinemann, 2000. – 689 p.
2. *Smith, I. M.* Programming the finite element method / I. M. Smith, D. V. Griffits. – Chichester : Wiley, 2004. – 628 p.
3. *Ahmad, A.* Parallel Programming in the Finite Element Methos / Atique Ahmad // In. Proceedings of Failure of engineering Materials and Structures, UET Taxila, October 2007. – P. 87–93.
4. *Thompson, J. F.* Hand book of grid generation / Joe F. Thompson, Bharat K. Soni, Nigel P. Weatheril. – New York : CRC Press, 1999. – 1200 p.
5. *Гергель, В. П.* Основы параллельных вычислений для многопроцессорных вычислительных систем / В. П. Гергель, Р. Г. Стронгин. – Нижний Новгород : ННГУ им. Н.И. Лобачевского, 2003. – 184 с.
6. *Корнеев, В. В.* Параллельные вычислительные системы / В. В. Корнеев. – М. : Нолидж, 1999. – 320 с.
7. *Hwang, K.* Scalable Parallel Computing: Technology, Architecture, Programming / Kai Hwang, Zhiwei Xu. – New York : McGraw-Hill, 1998. – 802 p.
8. *Антонов, А. С.* Параллельное программирование с использованием технологии OpenMP : учебное пособие / А. С. Антонов. – М. : МГУ, 2009. – 77 с.
9. *Chapman, B.* Using OpenMP : portable shared memory parallel programming / Barbara Chapman. – Cambridge : MIT, 2008. – 353 p.
10. *Notay, Y.* Flexible Conjugate Gradients / Yvan Notay // SIAM Journal on Scientific Computing. – 2001. – Volume 22, Issue 4. – P. 1444–1460.
11. *Knyazev, A. V.* Steepest Descent and Conjugate Gradient Methods with Variable Preconditioning / Andrew V. Knyazev, Ilya Lashuk // SIAM Journal on Matrix Analysis and Applications. – 2008. – Volume 29, Issue 4. – P. 1267–1280.

Стаття надійшла до редакції 15.02.2013.

Чопоров С. В.
Канд. техн. наук, доцент, Запорізький національний університет, Україна

ВИКОРИСТАННЯ ТЕХНОЛОГІЙ ПАРАЛЕЛЬНИХ ОБЧИСЛЕНЬ У МЕТОДІ СКІНЧЕННИХ ЕЛЕМЕНТІВ

В роботі розглянута проблема впровадження паралельних обчислень у метод скінченних елементів. Розглянуто особливості побудови матриці жорсткості та вирішення отриманої системи лінійних рівнянь на базі паралельних обчислень. Проведено обчислювальні експерименти, які використані для аналізу ефективності запропонованих підходів.

Ключові слова: метод скінченних елементів, паралельні обчислення, математична модель, обчислювальний метод.

Choporov S. V.
Ph.D. Candidate, associate Professor, Zaporizhzhya National University, Ukraine

PARALLEL COMPUTING TECHNOLOGIES IN THE FINITE ELEMENT METHOD

Nowadays engineers and researchers are faced with solving very complex problems in a mathematical modeling and design. Numerical analysis naturally finds applications in all fields of engineering and the physical sciences. The finite element method is a powerful tool for the numerical simulation of a wide range of problems. Implementation of the finite element method in CAD systems on the basis of modern computers allows researchers to solve large scale problems.

The finite element method uses a discretization of a continuum domain into a mesh as the starting point. The discretization of complex domains may give large numbers of elements, thus increasing the requirements of computer memory and speed.

Modern parallel computers use multiple processing elements simultaneously to solve a problem. Thus implementation of parallel computing into the finite element method is urgent direction of the research.

In the finite element method for the numerical solution of partial differential equations, the stiffness matrix represents the system of linear equations that must be solved in order to ascertain an approximate solution to the differential equation. Therefore the article describes parallel algorithms for assembly of stiffness matrix and for solution of linear equations.

Also this article contains two numerical experiments: 1) Dirichlet problem on the complex domain (gear); 2) Elasticity problem of three-layer shell.

In the end of the article author compares the speed of a solution of these problems with one, two and four parallel cores and makes discussion about the effectiveness of parallel finite element processing.

Keywords: finite element method, parallel computing technologies, mathematical model, numerical method.

REFERENCES

1. Zienkiewicz O. Z., Taylor R.L. The Finite Element Method. V. 1: The Basis. Oxford, Butterworth-Heinemann, 2000, 689 p.
2. Smith I. M., Griffits D. V. Programming the finite element method. Chichester, Wiley, 2004, 628 p.
3. Ahmad A. Parallel Programming in the Finite Element Methos, *In. Proceedings of Failure of engineering Materials and Structures*, UET Taxila, October 2007, pp. 87–93.
4. Thompson J. F., Bharat K. Soni, Nigel P. Weatheril. Hand book of grid generation. New York, CRC Press, 1999, 1200 p.
5. Gergel' V. P., Strongin R. G. Osnovy parallel'nyx vychislenij dlya mnogoprocessornyx vychislitel'nyx system. Nizhnij Novgorod, NNGU im. N. I. Lobachevskogo, 2003, 184 p.
6. Korneev V. V. Parallel'nye vychislitel'nye sistemy. Moscow, Nolidzh, 1999, 320 p.
7. Hwang K., Zhiwei Xu. Scalable Parallel Computing: Technology, Architecture, Programming. New York, McGraw-Hill, 1998, 802 p.
8. Antonov A. S. Parallel'noe programmirovanie s ispol'zovaniem texnologii OpenMP: Uchebnoe posobie. Moscow, MGU, 2009, 77 p.
9. Chapman B. Using OpenMP : portable shared memory parallel programming. Cambridge, MIT, 2008, 353 p.
10. Notay Y. Flexible Conjugate Gradients, *SIAM Journal on Scientific Computing,* 2001, Volume 22, Issue 4, pp. 1444–1460.
11. Knyazev A.V., Lashuk Ilya Steepest Descent and Conjugate Gradient Methods with Variable Preconditioning, *SIAM Journal on Matrix Analysis and Applications,* 2008, Volume 29, Issue 4, pp. 1267–1280.

УДК 681.5.015

Шевцов Д. В.

Канд. техн. наук, доцент, Донецкий национальный университет, Украина, E-mail: shedmival@mail.ru

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОРИЕНТАЦИИ ЭЛЕМЕНТАРНЫХ СОСТАВЛЯЮЩИХ МОДЕЛЕЙ ЗНАКОВ, ПОДЛЕЖАЩИХ АВТОМАТИЧЕСКОМУ ИМЕНОВАНИЮ НА МНОЖЕСТВЕ АТОМАРНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

Автоматическое моделирование, именование и опознавание знаков цифровых бинарных изображений произвольной природы является актуальной научно-практической задачей, находящей свое приложение во многих областях внедрения информационных технологий, в частности, при обработке и анализе электронных документов. Статья посвящена конструктивному определению структурных составляющих моделируемых изображений, прошедших этап утоньшения при предварительной обработке, и их свойств, которые позволят осуществлять автоматическое выявление указанных объектов с целью последующего формирования описания именуемых и распознаваемых знаков на дискретном множестве атомарных элементов.

Ключевые слова: автоматическое моделирование, цифровые бинарные изображения, распознавание, кратчайший путь.

ВВЕДЕНИЕ

Согласно [1], автоматический анализ, именование и распознавание цифровых бинарных изображений произвольной природы, осуществляемые в терминах дискретного множества атомарных элементов (АЭ), предполагает, в частности, решение такой актуальной научно-практической задачи, как определение фрагментов GT-объектов (от англ. «generative trajectory» – «порождающие траектории») бинарных растровых цифровых изображений (РЦИ) знаков, сопоставимых со структурными элементами модели, формируемой для дальнейшего распознавания исходных объектов [2].

Данный подход аналогичен решению задачи выбора непроизводных элементов при сегментации изображений.

Однако отличается от указанного тем, что не предполагает априорного анализа предметной области решаемой задачи распознавания и множества репрезентативных представителей классов распознаваемых объектов. В работе [3] обоснована целесообразность решения задачи сегментации в терминах свойств дискретных множеств путем приведения ее к задаче автоматической декомпозиции знаков на дискретном множестве АЭ. При этом в качестве примитивов используются конструктивно определенные кратчайшие пути (КП) [3], что предполагает возможность их автоматического выявления на GT-объектах [4], результирующих утоньшение исходных знаков на этапе предварительной обработки.

При этом в работе [3] отмечено, что автоматическая декомпозиция знаков с целью их последующего моделирования и именования предполагает необходимость определения различных свойств КП, учитывающих их качественные характеристики и отражающие такие свойства фрагментов знаков, как выпуклость, вогнутость и прочие [5, 6]. Настоящая работа посвящена конструктивному определению указанных характеристик фрагментов GT-объектов знаков, используемых в дальнейшем при формировании моделей обрабатываемых системой распознавания исходных изображений. Использование предложенных понятий позволит осуществлять автоматическую декомпозицию и моделирование знаков произвольной природы на дискретном множестве АЭ с учетом свойств выявляемых КП, существенных для их различения, анализа и именования [1].

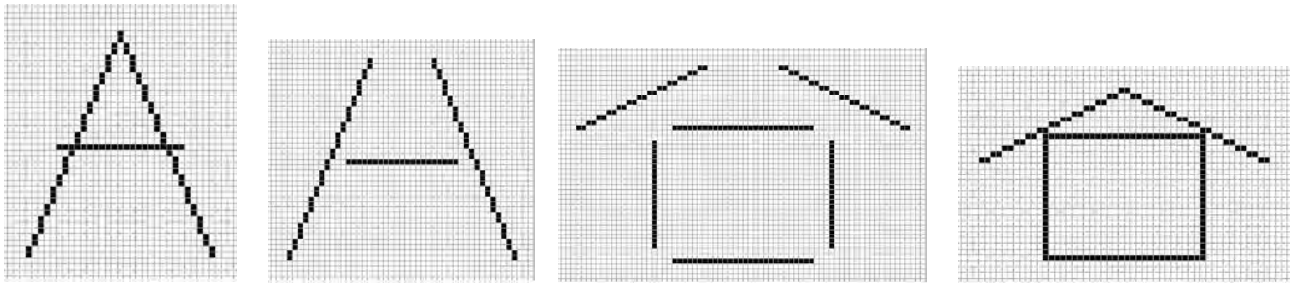
1 ОСНОВНЫЕ ТЕОРЕТИЧЕСКИЕ ПОЛОЖЕНИЯ ДЕКОМПОЗИЦИИ GT-ОБЪЕКТОВ ЗНАКОВ НА МНОЖЕСТВЕ АТОМАРНЫХ ЭЛЕМЕНТОВ

При проведении последующих рассуждений будем полагать, согласно [1–4], что автоматическому моделированию и именованию подлежат образы GT-объектов бинарных растровых цифровых изображений знаков произвольной природы [2]. В соответствии с [3], актуальной является проблема конструктивного определения в терминах свойств дискретного множества АЭ объектов, допускающих однозначную декомпозицию GT-объектов, аналогичная описанному в [1, 5] заданию множества непроизводных элементов в рамках структурных методов распознавания.

На рис. 1 приведены примеры исходных бинарных РЦИ и множеств непроизводных элементов, априорно заданных для каждого класса распознаваемых объектов.

В рамках сделанного в [1] предположения о том, что словарь W имен моделируемых объектов и множество B изображений знаков обучающей выборки могут быть изначально пусты, указанное задание множеств непроизводных элементов затруднительно. С целью конструктивного определения в терминах свойств множеств АЭ минимальных составляющих автоматически формиру-

© Шевцов Д. В., 2013



а) *б)* *в)* *г)*

Рис. 1. Исходные растровые цифровые изображения (а, в) и традиционно используемые множества непроизводных элементов для их моделирования (б, г)

емых математических моделей (ММ) образов GT-объектов именуемых знаков изображений, последующие рассуждения проведем в рамках гипотезы о способе генерации соответствующих изображений, изложенной в [2].

Будем полагать, что изображение произвольного знака открытого алфавита представляет собой визуализированный на плоскости регистрации след некоторого устройства фиксации [2], осуществляющего движения по траекториям, каждая из которых взаимно однозначно соответствует непрерывной кривой без самопересечений, заданной на подпространстве пространства E_2, множество $M_j^i = \left\{\rho_k^{ij}(x,y)=0\right\}_{k=1}^{N_{ij}}$, $i, j \in N$, которых является моделью генерируемого изображения [2].

В системах распознавания, обзор методологий проектирования которых представлен в [1], осуществляется выявление образов указанных кривых и их фрагментов, трактуемых либо как признаки [5], либо как непроизводные элементы [6]. При этом первичным является эвристический анализ изображений обучающей выборки [1]. Следует заметить, что априорное задание множества образов кривых моделей сгенерированных изображений в общем случае проблематично [1, 5]. Также затруднительно, используя категории и объекты всюду плотных множеств [5, 6], осуществлять автоматическое выявление на анализируемых образах изображений фрагментов, однозначно либо с некоторой точностью сопоставимых с выбранными элементарными составляющими моделей [1], что негативно влияет на точность распознавания [5].

В соответствии с этим, в работах [3, 4] предложено множество образов кривых, восстановленных по образу изображения, каждый из которых соответствует единственной траектории движения регистрирующей части [2] устройства фиксации следа, осуществленного в процессе генерации, рассматривать в качестве модели изображения знака. Указанное множество образов кривых определено в [2] как GT-объект – модель образа изображения знака.

Согласно проведенным рассуждениям, одной из задач исследования данной работы является определение на дискретном множестве АЭ образов кривых GT-объекта, моделирующих траектории, порождающие исходное изображение знака [1, 2]. Для ее решения рассмотрим множество АЭ $A = \{\alpha_h\}_{h=1}^{H}$, где $\alpha_h = \alpha(i_h, j_h)$, $i_h \in \{1, 2, ..., I\}$, $j_h \in \{1, 2, ..., J\}$, $H = I \cdot J$ [ ], на котором $\forall \alpha_a, \alpha_b \in A$ введена метрика:

$$\rho(\alpha_a, \alpha_b) = |i_a - i_b| + |j_a - j_b|. \quad (1)$$

и определены четыре типа связок s_m, $m \in \hat{M} = \{1, 2, 3, 4\}$ [3].

Как показано в [2, 4], на множестве АЭ образом непрерывной кривой без самопересечений, заданной в терминах свойств всюду плотных множеств, является путь [3] как конечное вполне упорядоченное множество связных связок – $L(\alpha_a, \alpha_b) = \left\{(\alpha_h, \alpha_{h+1})_{m_h}\right\}_{h=1}^{n}$, $m_h \in \hat{M}$, где $\alpha_1 = \alpha_a$, $\alpha_{n+1} = \alpha_b$ – соответственно начальный и конечный АЭ пути, $(\alpha_h, \alpha_{h+1})_{m_h}$ – связка типа $m_h \in \hat{M}$, $h = \overline{1, n}$. При этом, согласно [3], АЭ α_r, $\forall r \in \{2, 3, ..., n\}$, имеет ровно два связных АЭ из множества $\Lambda(L(\alpha_a, \alpha_b)) = \{\alpha_k\}_{k=1}^{n+1}$, а АЭ α_1 и α_{n+1} – не более двух.

Таким образом, пути на множестве АЭ моделируют образы GT-объектов, в частности, результирующих утоньшение [2] или скелетизацию [5] образов РЦИ знаков различных алфавитов, что соответствует изложенной гипотезе о способе генерации изображений знаков и подтверждается приведенными в работах [1–4] рассуждениями.

Согласно вышесказанному, каждый путь является образом кривой без самопересечений, моделирующей траекторию движения устройства генерации следа [2]. Поскольку путь однозначно определяется парой атомарных элементов α_a, $\alpha_b \in A$ и последовательностью связных связок между ними, в работе [3] введено в рассмотрение множество $\Im(\alpha_a, \alpha_b)$ всевозможных путей L_k из α_a в α_b: $\Im(\alpha_a, \alpha_b) = \{L_k\}$, $k \in \{1, 2, ..., K_0\}$, где $\forall k \in \{1, 2, ..., K_0\}$,

$$L_k = L_k(\alpha_a, \alpha_b) = \{(\alpha_h^k, \alpha_{h+1}^k)_{m_h^k}\}_{h=1}^{n_k},\ m_h^k \in \hat{M},\ h = \overline{1, n_k}.$$

Исследования свойств различных путей показали, что для произвольных $\alpha_a, \alpha_b \in A$ пути множества $\Im(\alpha_a, \alpha_b)$, характеризуемые одинаковыми типами образующих их связок, в общем случае моделируют GT-объекты различных изображений знаков, которые не являются одноименными, как показано, в частности, на рис. 2.

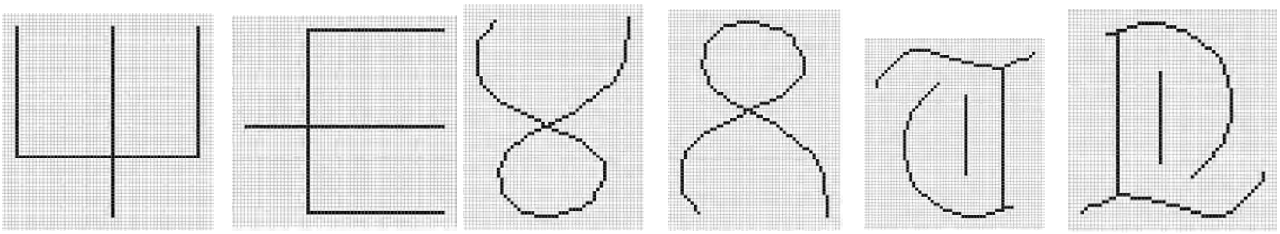


Рис. 2. Множества путей, неразличимых по типам составляющих их связок, моделирующие на множестве АЭ образы GT-объектов различных изображений знаков, не являющихся одноименными

Связки различных типов, формирующие пути, в зависимости от порядка следования, позволяют выявить фрагменты D-знаков, соответствующих исходным изображениям, характеризуемые сохранением локально-глобального направления (ЛГН) [2]. Введенные в [3] меры μ_1 и μ_2 путей, а также результаты исследований их свойств, позволили определить кратчайшие пути между парами произвольных АЭ α_a, $\alpha_b \in A$, характеризуемые сохранением локально-глобального направления в целом [2, 4].

Определение 1. Путь $L(\alpha_a, \alpha_b)$ такой, что

$$\mu_2(L) = \min_{\forall L_k \in \Im_1(\alpha_a, \alpha_b)} \mu_2(L_k), \qquad (2)$$

называется *кратчайшим путем* от α_a к α_b (из α_a в α_b), где $\Im_1(\alpha_a, \alpha_b) \subset \Im(\alpha_a, \alpha_b)$ – множество путей из α_a в α_b таких, что $\forall L_k \in \Im_1(\alpha_a, \alpha_b), k \in K_1$, где $K_1 \subset \{1, 2, ..., K_0\}$ – индексное множество, выполнено $\mu_1(L_k) = \rho(\alpha_a, \alpha_b)$.

В работе [3] показано, что для произвольных АЭ $\alpha_a, \alpha_b \in A$ в общем случае существует множество $\Im_2(\alpha_a, \alpha_b) \subseteq \Im_1(\alpha_a, \alpha_b)$ КП между ними, $\Im_2(\alpha_a, \alpha_b) = \{L_k\}$, $k \in K_2 \subseteq K_1$, где K_2 – индексное множество.

Также обосновано утверждение, согласно которому кратчайшие пути не содержат одновременно горизонтальных и вертикальных связок, а также диагональных связок двух типов, то есть s_1 и s_2 одновременно, или s_3 и s_4 одновременно. Таким образом, КП на множестве АЭ являются моделями принадлежащих GT-объекту некоторого изображения исходного знака образов кривых без самопересечений, характеризуемых сохранением локально-глобального направления движения [4], либо их фрагментов [2].

Заметим также, что, согласно определениям пути и КП [3], для любых АЭ $\alpha_a, \alpha_b \in A$ произвольный путь $L_k \in \Im(\alpha_a, \alpha_b)$, $k \in \{1, 2, ..., K_0\}$, может быть представлен в виде объединения конечного числа кратчайших путей.

Приведенный в [3] критерий принадлежности произвольного пути множеству кратчайших в совокупности с доказанными утверждениями позволяют осуществлять автоматическую декомпозицию произвольного D-знака, предполагающую выявление фрагментов образов GT-объектов, которые соответствуют кривым модели исходного изображения знака [2], и характеризуются сохранением ЛГН.

Конструктивизм определения указанных фрагментов образов GT-объектов на множестве АЭ позволяет осуществлять их автоматическое выявление без априорного задания элементов открытого алфавита и множеств непроизводных элементов.

Таким образом, КП является искомой элементарной составляющей моделей образов GT-объектов на множестве АЭ, не предполагающей априорного задания множеств непроизводных элементов, эталонов, примитивов, последовательностей морфологических операций, которая позволяет в силу конструктивизма своего определения и имеющихся теоретических предпосылок [1–4] автоматически формировать модели анализируемых образов бинарных РЦИ знаков открытых алфавитов и их GT-объектов в терминах свойств дискретного множества АЭ.

Выбор КП в качестве элементарной составляющей модели D-знака предполагает возможность автоматического формирования математической модели образа GT-объекта произвольного бинарного РЦИ аналогично структурным методам [6]. Разница с указанными методами заключается в том, что, в отличие от непроизводных элементов, КП задается конструктивно безотносительно к объектам обучающей выборки и их эвристически-субъективному анализу на этапе проектирования системы распознавания, и его автоматическое выявление не предполагает необходимости применения мер близости, пороговых констант [6] и прочих способов [5], снижающих, как показано в [1], качество распознавания.

На рис. 3. приведены примеры результатов автоматизированного выявления на образах GT-объектов множеств КП, каждый из которых характеризуется на множестве АЭ сохранением ЛГН [2].

Заметим, что наличие в КП между парой фиксированных АЭ связок установленных типов в общем случае предполагает наличие различий между КП в рамках одного множества $\Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$, обусловленных различными порядками следования связок, формирующих различные кратчайшие пути. Данный факт подтверждается, в частности, примерами, приведенными на рис. 4.

Указанные различия между КП, принадлежащими одному множеству $\Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$, в общем случае предопределяют проблематичность именования образов GT-объектов как совокупностей кратчайших путей, сформированных одинаковыми типами связок.

На рис. 5 приведены примеры множеств КП, выявленных на образах GT-объектов, неразличимых по типам составляющих связок с аналогичными путями, выявленными на образах GT-объектов.

Таким образом, КП, являясь конструктивно определенным на множестве АЭ универсальным аналогом непроизводного элемента, при его использовании в качестве элементарной составляющей автоматически формируемой ММ образа GT-объекта бинарного РЦИ знака произвольного алфавита, предполагает необходимость учитывать его свойства, отражающие в частности, последовательности типов составляющих его связок. То есть кратчайшие пути, изображенные на рис. 4, целесообразно различать между собой.

2 ОПРЕДЕЛЕНИЕ КАЧЕСТВЕННЫХ ХАРАКТЕРИСТИК КРАТЧАЙШИХ ПУТЕЙ

В соответствии с проведенными рассуждениями, для того, чтобы различать принадлежащие одному множеству $\Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$ пути, порядки следования связок в которых различны, определим понятия выпуклых вверх, вниз, влево и вправо КП. Указанные характеристики в некотором смысле аналогичны понятиям выпуклости и вогнутости, определенных для кривых в терминах свойств всюду плотных множеств и позволяющих, в частности, учитывать локальные свойства соответствующих объектов, моделирующих изображения знаков, например, в признаковых [5] и структурных [6] подходах к распознаванию.

Определение 2. Путь $L_k \in \Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$, $L_k = L_k(\alpha_a, \alpha_b) = \{(\alpha_h^k, \alpha_{h+1}^k)_{m_h^k}\}_{h=1}^{n_k}$, $m_h^k \in \hat{M}$, $h = \overline{1, n_k}$, $k \in K_2$, называется *верхней границей* множества кратчайших путей, если $\forall L_l \in \Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$, $L_l = L_l(\alpha_a, \alpha_b) = \{(\alpha_r^l, \alpha_{r+1}^l)_{m_r^l}\}_{r=1}^{n_k}$, $m_r^l \in \hat{M}$, $r = \overline{1, n_k}$, $l \in K_2$, и $\forall \alpha_h = \alpha(i_h, j_h) \in \Lambda(L_k)$, $\forall \alpha_r = \alpha(i_r, j_r) \in \Lambda(L_l)$,

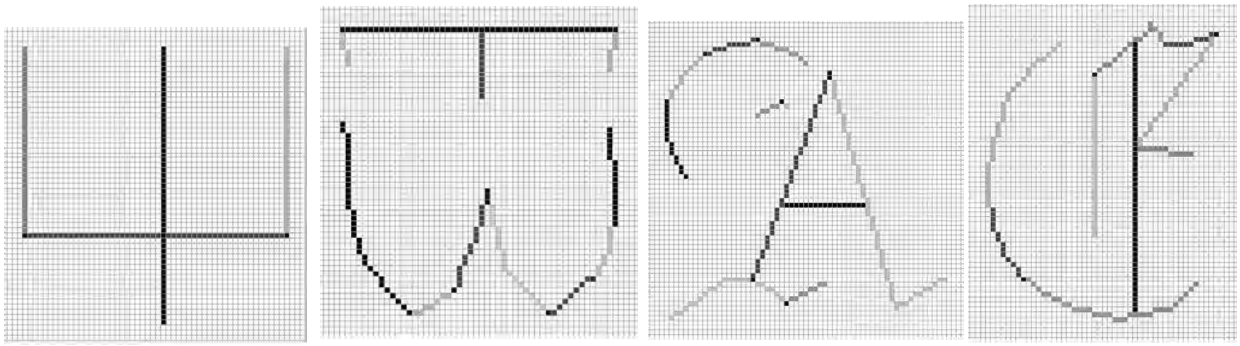


Рис. 3. Множества КП, выявленных на образах GT-объектов в автоматизированном режиме

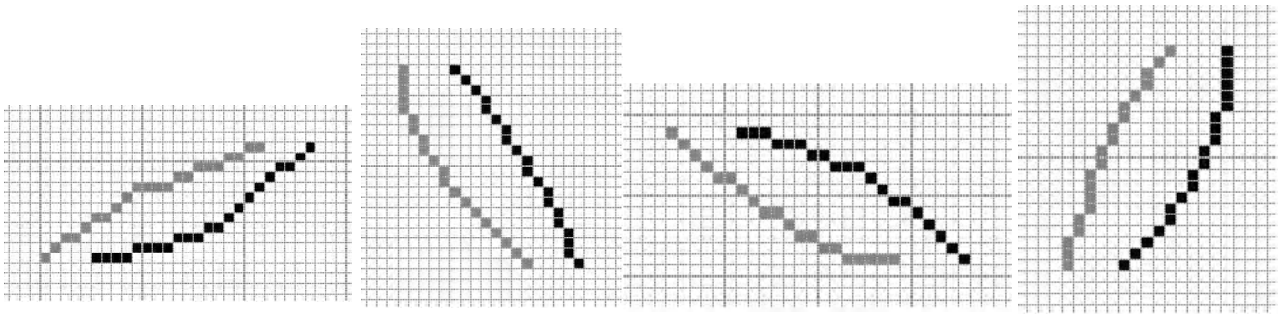


Рис. 4. Примеры КП между парами фиксированных АЭ, моделирующих локальные изменения направлений движений РЧ УФС

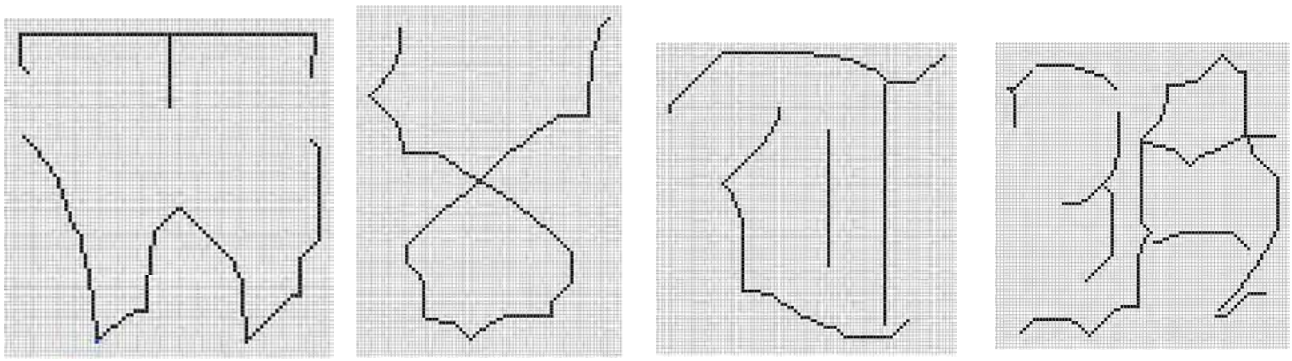


Рис. 5. Образы GT-объектов, именование которых проблематично

$h, r = \overline{1, n_k + 1}$, где L_l – произвольный КП из α_a в α_b, выполнено:

$$i_h \le i_r,\ j_h \le j_r, \text{ в случае, когда } m_h^k,\ m_r^l \in \{1, 4\},\ h, r = \overline{1, n_k}$$

или

$$i_h \le i_r,\ j_h \ge j_r, \text{ в случае, когда } m_h^k,\ m_r^l \in \{1, 3\},\ h, r = \overline{1, n_k}. \quad (3)$$

Определение 3. Путь $L_k \in \Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$, $L_k = L_k(\alpha_a, \alpha_b) = \{(\alpha_h^k, \alpha_{h+1}^k)_{m_h^k}\}_{h=1}^{n_k}$, $m_h^k \in \hat{M}$, $h = \overline{1, n_k}$, $k \in K_2$, называется *левой границей* множества кратчайших путей, если $\forall L_l \in \Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$, $L_l = L_l(\alpha_a, \alpha_b) = \{(\alpha_r^l, \alpha_{r+1}^l)_{m_h^k}\}_{r=1}^{n_k}$, $m_r^l \in \hat{M}$, $r = \overline{1, n_k}$, $l \in K_2$, и $\forall \alpha_h = \alpha(i_h, j_h) \in \Lambda(L_k)$, $\forall \alpha_r = \alpha(i_r, j_r) \in \Lambda(L_l)$, $h, r = \overline{1, n_k + 1}$, где L_l – произвольный КП из α_a в α_b, выполнено:

$$i_h \le i_r,\ j_h \le j_r, \text{ в случае, когда } m_h^k,\ m_r^l \in \{2, 4\},\ h, r = \overline{1, n_k}, \text{ или}$$

$$i_h \ge i_r,\ j_h \le j_r, \text{ в случае, когда } m_h^k,\ m_r^l \in \{2, 3\},$$

$$h, r = \overline{1, n_k}. \quad (4)$$

Примеры верхних и левых границ различных множеств кратчайших путей приведены на рис. 6.

Аналогично определим нижнюю и правую границы множества КП.

Определение 4. Путь $L_k \in \Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$, $L_k = L_k(\alpha_a, \alpha_b) = \{(\alpha_h^k, \alpha_{h+1}^k)_{m_h^k}\}_{h=1}^{n_k}$, $m_h^k \in \hat{M}$, $h = \overline{1, n_k}$, $k \in K_2$, называется *нижней границей* множества кратчайших путей, если $\forall L_l \in \Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$, $L_l = L_l(\alpha_a, \alpha_b) = \{(\alpha_r^l, \alpha_{r+1}^l)_{m_r^l}\}_{r=1}^{n_k}$, $m_r^l \in \hat{M}$, $r = \overline{1, n_k}$, $l \in K_2$, и $\forall \alpha_h = \alpha(i_h, j_h) \in \Lambda(L_k)$, $\forall \alpha_r = \alpha(i_r, j_r) \in \Lambda(L_l)$, $h, r = \overline{1, n_k + 1}$, где L_l – произвольный КП из α_a в α_b, выполнено:

$$i_h \ge i_r,\ j_h \ge j_r, \text{ в случае, когда } m_h^k,\ m_r^l \in \{1, 4\},$$

$$h, r = \overline{1, n_k}, \text{ или}$$

$$i_h \ge i_r,\ j_h \le j_r, \text{ в случае, когда } m_h^k,\ m_r^l \in \{1, 3\},\ h, r = \overline{1, n_k}. \quad (5)$$

Определение 5. Путь $L_k \in \Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$, $L_k = L_k(\alpha_a, \alpha_b) = \{(\alpha_h^k, \alpha_{h+1}^k)_{m_h^k}\}_{h=1}^{n_k}$, $m_h^k \in \hat{M}$, $h = \overline{1, n_k}$, $k \in K_2$, называется *правой границей* множества кратчайших путей, если $\forall L_l \in \Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$, $L_l = L_l(\alpha_a, \alpha_b) = \{(\alpha_r^l, \alpha_{r+1}^l)_{m_r^l}\}_{r=1}^{n_k}$, $m_r^l \in \hat{M}$, $r = \overline{1, n_k}$, $l \in K_2$, и $\forall \alpha_h = \alpha(i_h, j_h) \in \Lambda(L_k)$, $\forall \alpha_r = \alpha(i_r, j_r) \in \Lambda(L_l)$, $h, r = \overline{1, n_k + 1}$, где L_l – произвольный КП из α_a в α_b, выполнено:

$$i_h \ge i_r,\ j_h \ge j_r, \text{ в случае, когда } m_h^k,\ m_r^l \in \{2, 4\},$$

$$h, r = \overline{1, n_k}, \text{ или}$$

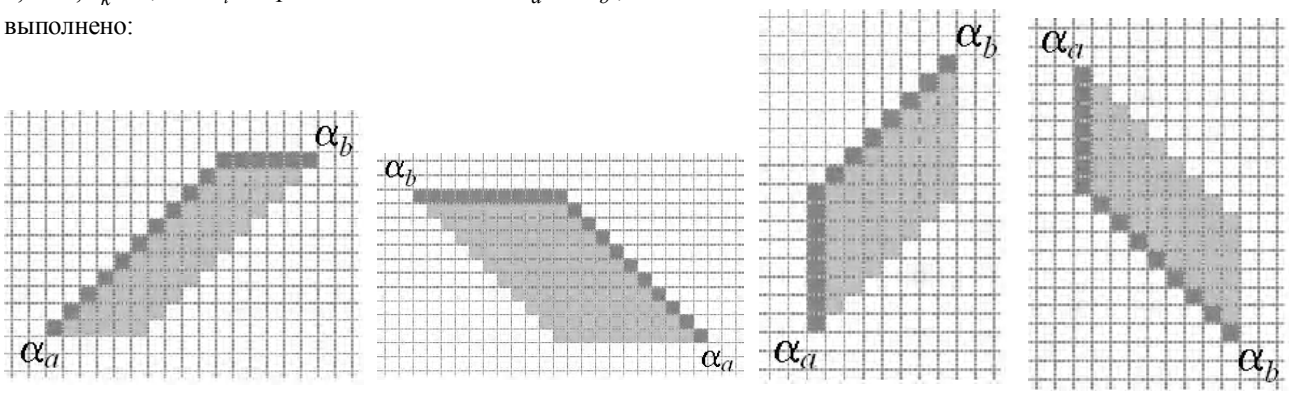
$$i_h \le i_r,\ j_h \ge j_r, \text{ в случае, когда } m_h^k,\ m_r^l \in \{2, 3\},$$

$$h, r = \overline{1, n_k}. \quad (6)$$

На рис. 7 приведены примеры нижних и правых границ множеств КП.

На основании предложенных определений выделим в различных множествах КП $\Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$ подмножества путей, характеризуемых, согласно проведенным рассуждениям, верхней, нижней, левой либо правой ориентацией, что позволит при автоматическом моделировании и именовании на множестве АЭ образов бинарных РЦИ знаков открытых алфавитов более точно учитывать особенности сохраняющих ЛГН фрагментов образов GT-объектов [2].

Определение 6. Путь $L_k \in \Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$, $L_k = L_k(\alpha_a, \alpha_b) = \{(\alpha_h^k, \alpha_{h+1}^k)_{m_h^k}\}_{h=1}^{n_k}$, $m_h^k \in \hat{M}$, $h = \overline{1, n_k}$, $k \in K_2$, называется *ориентированным вверх*, если $\forall \alpha_h^k = \alpha(i_h^k, j_h^k) \in \Lambda(L_k)$, $h = \overline{2, n_k}$, выполнено следую-



а) *б)* *в)* *г)*

Рис. 6. Верхние (*а*, *б*) и левые (*в*, *г*) границы множеств КП

щее условие:

$$j_h^k = j_h^t = j_h^l,\ i_h^t \le i_h^k \le i_h^t + \left[\frac{i_h^l - i_h^t - 1}{2}\right],$$

$$\text{при } m_h^k \in \{1, 3\} \text{ либо } m_h^k \in \{1, 4\},$$

где $i_h^t,\ j_h^t,\ i_h^l,\ j_h^l$ – индексы АЭ $\alpha_h^t = \alpha(i_h^t, j_h^t) \in \Lambda(L_t)$, $\alpha_h^l = \alpha(i_h^l, j_h^l) \in \Lambda(L_l)$, $L_t, L_l \in \Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$, $t, l \in K_2$, – соответственно верхняя и нижняя границы множества $\Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$.

На рис. 8, *а*), *б*) приведены примеры множеств АЭ, формирующих связки ориентированных вверх КП различных множеств $\Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$ в соответствии с определением 6.

Определение 7. Путь $L_k \in \Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$, $L_k = L_k(\alpha_a, \alpha_b) = \{(\alpha_h^k, \alpha_{h+1}^k)_{m_h^k}\}_{h=1}^{n_k}$, $m_h^k \in \hat{M}$, $h = \overline{1, n_k}$, $k \in K_2$, называется *ориентированным влево*, если $\forall \alpha_h^k = \alpha(i_h^k, j_h^k) \in \Lambda(L_k)$, $h = \overline{2, n_k}$, выполнено:

$$i_h^k = i_h^t = i_h^l,\ j_h^t \le j_h^k \le j_h^t + \left[\frac{j_h^l - j_h^t - 1}{2}\right], \text{при } m_h^k \in \{2, 4\},$$

$$\text{либо } m_h^k \in \{2, 3\},$$

где $i_h^t,\ j_h^t,\ i_h^l,\ j_h^l$ – индексы АЭ $\alpha_h^t = \alpha(i_h^t, j_h^t) \in \Lambda(L_t)$, $\alpha_h^l = \alpha(i_h^l, j_h^l) \in \Lambda(L_l)$, $L_t, L_l \in \Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$, $t, l \in K_2$, – соответственно левая и правая границы множества $\Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$.

Рис. 8, в), г) содержат примеры множеств АЭ, формирующих связки КП, ориентированных влево согласно определению 7, для различных множеств $\Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$.

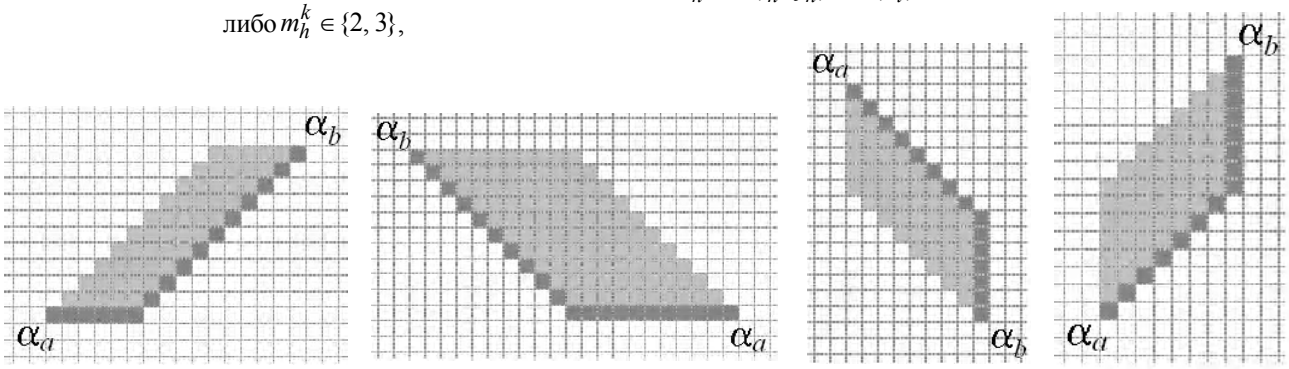
Аналогично ориентированным вверх и влево, для различных множеств $\Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$ определим ориентированные вниз и вправо КП.

Определение 8. Путь $L_k \in \Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$, $L_k = L_k(\alpha_a, \alpha_b) = \{(\alpha_h^k, \alpha_{h+1}^k)_{m_h^k}\}_{h=1}^{n_k}$, $m_h^k \in \hat{M}$, $h = \overline{1, n_k}$, $k \in K_2$, называется *ориентированным вниз*, если $\forall \alpha_h^k = \alpha(i_h^k, j_h^k) \in \Lambda(L_k)$, $h = \overline{2, n_k}$, выполнено следующее условие:

$$j_h^k = j_h^t = j_h^l,\ i_h^l - \left[\frac{i_h^l - i_h^t - 1}{2}\right] \le i_h^k \le i_h^l, \text{ при } m_h^k \in \{1, 3\}$$

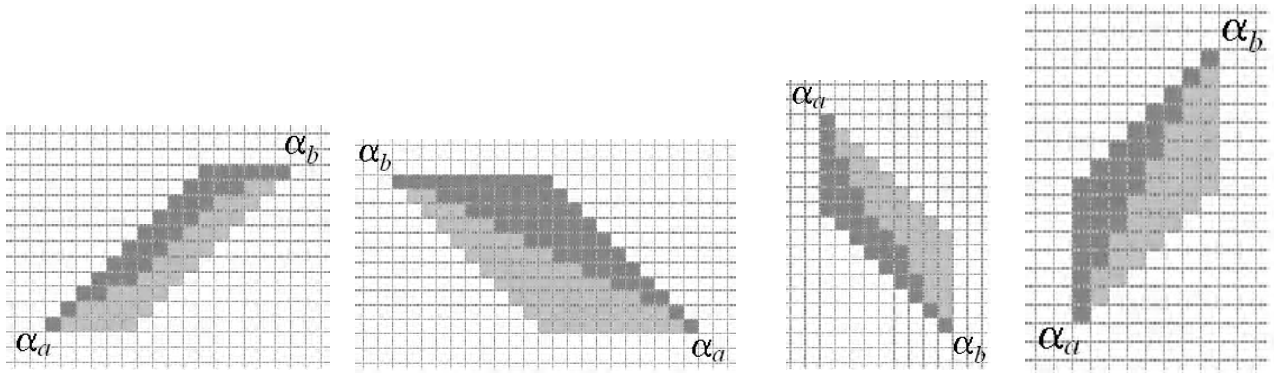
$$\text{либо } m_h^k \in \{1, 4\},$$

где $i_h^t,\ j_h^t,\ i_h^l,\ j_h^l$ – индексы АЭ $\alpha_h^t = \alpha(i_h^t, j_h^t) \in \Lambda(L_t)$, $\alpha_h^l = \alpha(i_h^l, j_h^l) \in \Lambda(L_l)$, $L_t, L_l \in \Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$, $t, l \in K_2$, –



а) *б)* *в)* *г)*

Рис. 7. Нижние (*а*, *б*) и правые (*в*, *г*) границы множеств КП



а) *б)* *в)* *г)*

Рис. 8. Множества АЭ, формирующие связки ориентированных вверх (*а*, *б*) и влево (*в*, *г*) КП множеств $\Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$ (выделены темным)

соответственно верхняя и нижняя границы множества $\Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$.

Определение 9. Путь $L_k \in \Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$, $L_k = L_k(\alpha_a, \alpha_b) = \{(\alpha_h^k, \alpha_{h+1}^k)_{m_h^k}\}_{h=1}^{n_k}$, $m_h^k \in \hat{M}$, $h = \overline{1, n_k}$, $k \in K_2$, называется *ориентированным вниз*, если $\forall \alpha_h^k = \alpha(i_h^k, j_h^k) \in \Lambda(L_k)$, $h = \overline{2, n_k}$, выполнено следующее условие:

$$j_h^k = j_h^t = j_h^l,\ i_h^l - \left[\frac{i_h^l - i_h^t - 1}{2}\right] \le i_h^k \le i_h^l,$$

$$\text{при } m_h^k \in \{1, 3\} \text{ либо } m_h^k \in \{1, 4\},$$

где i_h^t, j_h^t, i_h^l, j_h^l – индексы АЭ $\alpha_h^t = \alpha(i_h^t, j_h^t) \in \Lambda(L_t)$, $\alpha_h^l = \alpha(i_h^l, j_h^l) \in \Lambda(L_l)$, $L_t, L_l \in \Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$, $t, l \in K_2$ – соответственно верхняя и нижняя границы множества $\Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$.

Примеры множеств АЭ, формирующих, в соответствии с определениями 8, 9, связки ориентированных вниз и вправо КП из различных множеств $\Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$, приведены на рис. 9, *а*), *б*) и 9, *в*), *г*) соответственно.

В случае, если произвольный путь $L_k \in \Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$, $k \in K_2$, не является ориентированным вверх, вниз, влево либо вправо согласно определениям 6–9, он может быть представлен в виде объединения конечного числа ориентированных КП.

Если начальные и конечные АЭ КП некоторого множества $\Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$ таковы, что $i_a = i_b$ или $j_a = j_b$, но при этом $i_a \ne i_b$ и $j_a \ne j_b$ одновременно, или $|i_a - i_b| = |j_a - j_b|$, то для фиксированных значений индексов АЭ $\alpha_a, \alpha_b \in A$, удовлетворяющих указанным условиям, существует единственный КП между ними, который состоит из связок только одного типа, при этом верхняя и нижняя либо левая и правая границы множеств КП совпадают (рис. 10).

В данном случае соответствующие образы кривых как элементы GT-объекта, или их фрагменты, характеризуемые сохранением ЛГН, на множестве АЭ моделируются D-отрезками [3], являющимися частными случаями КП. При этом, согласно [1], вариативность в выборе элементарной составляющей модели образа GT-объекта минимальна, следовательно, определение ориентированности кратчайшего пути не является целесообразным, и автоматическое моделирование осуществляется непосредственно к выявленным D-отрезкам.

ЗАКЛЮЧЕНИЕ

Выбор кратчайшего пути в качестве элементарной составляющей модели образа GT-объекта изображения произвольного знака открытого алфавита позволяет, в частности, эффективно осуществлять автоматическую

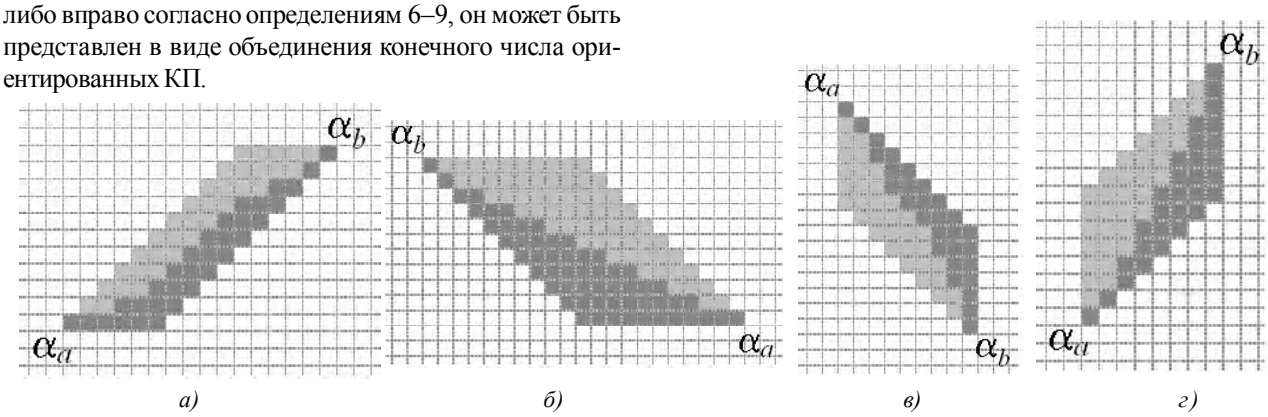


Рис. 9. Множества АЭ, формирующие связки ориентированных вниз (*а*, *б*) и вправо (*в*, *г*) КП множеств $\Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$ (выделены темным)

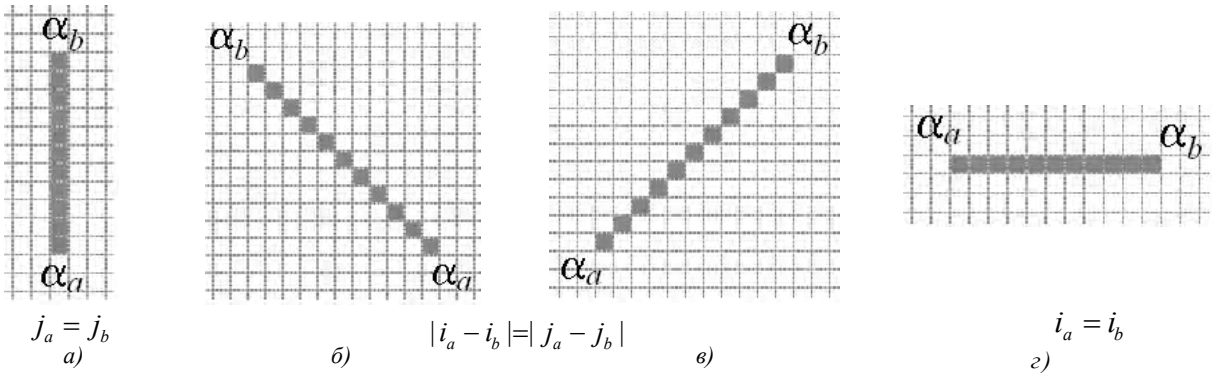


Рис. 10. Множества КП, состоящие из единственного элемента, являющегося одновременно левой и правой (*а–в*) либо верхней и нижней (*б–г*) границами множеств $\Im_2(\alpha_a, \alpha_b)$

декомпозицию D-знаков [3]. Определения ориентированных вверх, вниз влево и вправо КП позволяют при формировании моделей анализируемых D-знаков учитывать такую характеристику кривых, как выпуклость, традиционно используемую, согласно [5, 6], при моделировании исходных изображений знаков.

Проведенные в настоящей работе рассуждения и введенные определения позволяют перейти к рассмотрению проблемы взаимного расположения КП в моделируемых D-знаках, что позволит учитывать относительные характеристики автоматически выявляемых в процессе декомпозиции элементарных составляющих образов GT-объектов, представимых в виде множества путей [4], соответствующих порождающим траекториям исходных изображений знаков, сгенерированных в соответствии с изложенной в [2] гипотезой.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Шевцов, Д. В.* Обоснование перспективных направлений при проектировании систем автоматизированной обработки видеоинформации [Текст] / Д. В. Шевцов // Вісник ХНТУ. – 2009. – № 1 (34). – С. 231–240.
2. *Мельник, А.-В. В.* Моделируемость GT-объекта на дискретном множестве атомарных элементов [Текст] / А.-В. В. Мельник, С. В. Мышко, Д. В. Шевцов // Вісник ХНТУ. –2008. – № 33. – С. 112–118.
3. *Мышко, С. В.* Автоматическая декомпозиция изображений при их опознавании в системах технического зрения роботов [Текст] / С. В. Мышко, Д. В. Шевцов // Наукові праці Донецького державного технічного університету. Серія : Обчислювальна техніка та автоматизація. Випуск 38. – Донецьк : РВА ДонДТУ, 2002. – С. 216–222.
4. *Вайсруб, Н. В.* Применение способа формирования GT-объектов и способа автоматического моделирования изображений при проектировании систем технического зрения [Текст] / Н. В. Вайсруб, А.-В. В. Мельник, Д. В. Шевцов // Інформаційно-керуючи системи на залізничному транспорті. – 2009. – № 2. – С. 55–59.
5. *Гонсалес, Р.* Принципы распознавания образов [Текст] / Р. Гонсалес, Дж. Ту ; пер. с англ. – М. : Мир, 1978. – 416 с.
6. *Фу, К.* Структурные методы в распознавании образов [Текст] / К. Фу ; пер. с англ. – М. : Мир, 1977. – 319 с.

Стаття надійшла до редакції 28.08.2013.
Після доробки 24.10.2013.

Шевцов Д. В.
Канд. техн. наук, доцент, Донецький національний університет, Україна

ВИЗНАЧЕННЯ ОРІЄНТАЦІЇ ЕЛЕМЕНТАРНИХ СКЛАДОВИХ МОДЕЛЕЙ ЗНАКІВ, ЯКІ ПІДЛЯГАЮТЬ АВТОМАТИЧНОМУ ІМЕНУВАННЮ НА МНОЖИНІ АТОМАРНИХ ЕЛЕМЕНТІВ

Автоматичне моделювання, іменування та опізнавання знаків цифрових бінарних зображень довільної природи є актуальною науково-практичною задачею, яка знаходить своє використання в багатьох галузях впровадження інформаційних технологій, зокрема, при обробці й аналізі електронних документів. Стаття присвячена конструктивному визначенню структурних складових зображень, які модулюються після скелетизації при попередній обробці, та їх властивостей, які нададуть можливості здійснювати автоматичне виявлення вказаних об'єктів з метою наступного формування описів знаків, що іменуються та розпізнаються на дискретній множині атомарних елементів.

Ключові слова: автоматичне моделювання, цифрові бінарні зображення, іменування, розпізнавання, декомпозиція, найкоротший шлях.

Shevtsov D. V.
Ph.D., associate Professor, Donetsk National University, Ukraine

DETERMINING THE ORIENTATION OF THE ELEMENTARY COMPONENTS OF CHARACTERS MODELS, SUBJECT TO AUTOMATIC NAMING ON THE SET OF ATOMIC ELEMENTS

Arbitrary nature digital binary images signs automatic modeling, naming and recognition are actual scientific and practical problems, which are existing in many areas of information technologies application scopes, particularly in electronic documents processing and analyzing. This article is devoted to a constructive definition of images structure components, that are modeled after skeletonization during preprocessing, and their properties, which will give an opportunity to perform automatic detection of described objects in order to form description of future signs, which will be named and recognized on atomic elements discrete set

Keywords: automatic modeling, digital binary images, naming, recognition, decomposition of the shortest path.

REFERENCES

1. Shevczov D. V. Obosnovanie perspektivny'h napravlenij pri proektirovanii sistem avtomatizirovannoj obrabotki videoinformacii, *Visnyk HNTU*, 2009, No.1 (34), pp. 231–240.
2. Mel'nik A.-V. V., My'shko S. V., Shevczov D. V. Modeliruemoct' GT-ob''ekta na diskretnom mnozhestve atomarny'h e'lementov, *Visnik HNTU*, 2008, No. 33, pp. 112–118.
3. My'shko S. V., Shevczov D. V. Avtomaticheskaya dekompoziciya izobrazhenij pri ih opoznavanii v sistemah texnicheskogo zreniya robotov, *Naukovi pratsi Donets'kogo derzhavnogo tehnichnogo universitetu. Seriia: Obchysliuval'na tehnika ta avtomatyzatsiia, Vypusk 38*, Donets'k, RVA DonDTU, 2002, pp. 216–222.
4. Vajsrub N. V., Mel'nik A.-V. V., My'shko S. V., Shevczov D. V. Primenenie sposoba formirovaniya GT-ob''ektov i sposoba avtomaticheskogo modelirovaniya izobrazhenij pri proektirovanii sistem tehnicheskogo zreniya, *Informatsiino-keruiuchi systemy na zaliznychnomu transporti*, 2009, No. 2, pp. 55–59.
5. Gonsales R., Tu Dzh Principy' raspoznavaniya obrazov, Moscow, Mir, 1978, 416 p.
6. Fu K. Strukturny'e metody' v raspoznavanii obrazov, Moscow, Mir, 1977, 319 p.

НЕЙРОІНФОРМАТИКА ТА ІНТЕЛЕКТУАЛЬНІ СИСТЕМИ

НЕЙРОИНФОРМАТИКА И ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫЕ СИСТЕМЫ

NEUROINFORMATICS AND INTELLIGENT SYSTEMS

UDC 681.5.015:629.7.05

Firsov S. N.[1], Reznikova O. V.[2]

[1]*Ph. D., Associate Professor, National Aerospace University named after M. E. Zhukovsky «KhAI», Ukraine, E-mail: sn.firsof@gmail.com*

[2]*Assistant, National Aerospace University named after M. E. Zhukovsky «KhAI», Ukraine*

FAULT TOLERANCE OF SPACECRAFT ORIENTATION AND STABILIZATION SYSTEM

Formed the structure of the orientation and stabilization system for ensuring its active fault tolerance. Parameterized types of failures of the system functional elements, characterized by changes in the properties of the conversion elements. Received diagnostic functional models for solving problems of detection, search the place and establish a class of failure for system. Developed models and methods of systematic approach to fault tolerance in the direction of the effective use of the signal, parametric and structural redundancies and selection of parrying tools. Performed experimental researches of the sample model of the automatic attitude control and stabilization the properties of active fault-tolerance in emergency modes of operation.

Keywords: stabilization and orientation spacecraft system, fault tolerance, reaction wheel, angular velocity sensor.

Analysis of priority and future space programs shows that the actual is the establishment and maintenance of small satellites with operation period over 15 years [1]. The solution of this problem involves various difficulties, including the fault of spacecraft blocks and systems. One promising avenue is to create a fault-tolerant spacecraft orientation and stabilization systems.

Small spacecraft conditions of use involves a high precision working off program reversals with high accuracy stabilization of the angular position. These conditions with acceptable energy and mass-dimensional characteristics are able to ensure reaction wheels (RW) as the executive bodies [2]. An increase in resources of such systems is achieved by applying the minimally redundant system schemes of RW [3].

Since any deviation of the spacecraft system parameters can lead to a deviation from stated rigid requirements for their work, it is impossible to use traditional approaches to fault tolerance associated with redundancy of its con-stouten elements [4]. Therefore, necessary to adopt the application methods and models associated with providing of an active fault tolerance.

Significant contribution to the development of models, methods and means of active fault tolerance was made by such scientists as R. Isermann, R. Patton, P. Frank, R. Beard, V. Y. Rutkowski, A. V. Mozgalevskaya, I. V. Kuzmin, B. I. Dotsenko, J. E. Eisenberg, D. V. Lebedev, A. S. Kulik, V. S. Blintsov, L. G. Raskin. However, the proposed models, methods and tools to ensure the active fault-tolerance are predominantly fragmented and they do not reflect the dynamics of the control processes, do not con-sider the possibilities of diagnosing the operational state of the functional elements, as well as fault parrying through the effective use of existing and the introduction of additional redundancies. Consequently, the development of diagnosing models and methods, as well as failure parrying to provide an active fault-tolerance of the spacecraft attitude determination and control in real-time is an important scientific and applied problem.

PROBLEM FORMULATION

To achieve this purpose the authors have solved the following problems:

1. Determined the structure of the spacecraft attitude determination and control system, set of its functional elements failures types and developed diagnostic models that connect direct and indirect features.

© Firsov S. N., Reznikova O. V., 2013

2. The models and methods for in-depth diagnosis of the spacecraft orientation and stabilization system with depth to failure type are developed.

3. The models and methods for parrying failures in the spacecraft attitude determination and control system through effective use of the signal, parametric and structural redundancies are designed.

4. The experimental procedures for the testing of active fault-tolerance model sample of spacecraft attitude determination and control system are held. Also evaluated its comprehensive indicator of the quality and fault tolerance level.

DETERMINATION OF THE SPACECRAFT ORIENTATION AND STABILIZATION SYSTEM STRUCTURE

Consider the generalized block diagram of the perspective spacecraft orientation control system (Fig. 1).

A typical control system of the perspective spacecraft includes in the structure the spacecraft as a control object, RW for generating control moments, complex of angular velocity gauges (CAVG) for measuring angular velocity, data spacecraft subsystem for generating control signals applied to all blocks of the system. To orient the spacecraft and CAVG data correction at the system uses celestial navigation system (CNS) and combined orientation sensor (COS). Electromagnetic drives driven by signals from the magnetometers installed on spacecraft in order to unload RW.

The initial configurations of accommodating RW on the spacecraft with minimum redundancy were selected following variants [5]:

– scheme provided for NASA standards within the project multipurpose modular platform MMS, shown in Fig. 2, *a*;

– the scheme of the executive drives installation of the company General Electric, with RW kinetic moments directed from the middle of the cube (Fig. 2, *b*).

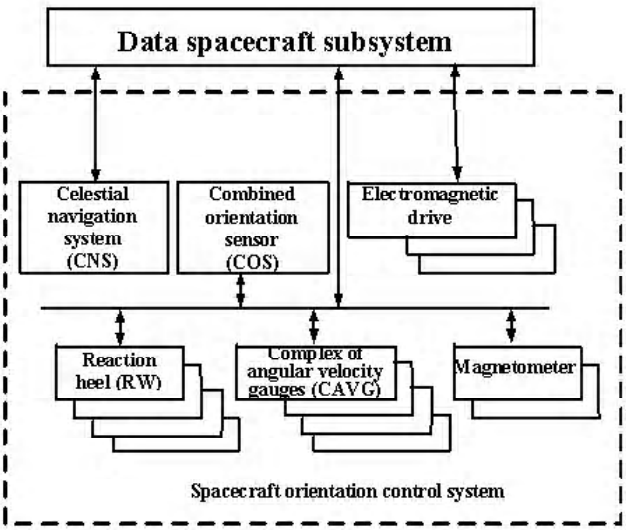


Fig. 1. Structural diagram of the perspective spacecraft control system

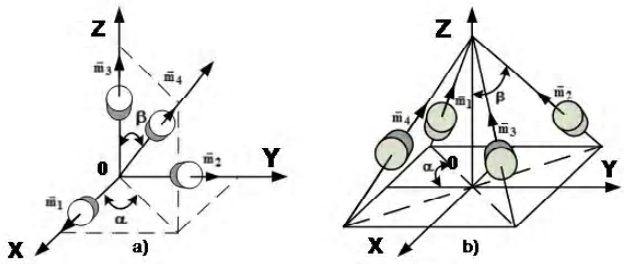


Fig. 2. Minimally redundant RW installation schemes on the spacecraft

It is known that when comparing different configurations that satisfy the technical requirements, preference is given to those who provide the field of formation control torque to the ellipsoid of the following form:

$$\left(\frac{M_x}{I_x\dot{\omega}_x}\right)^2+\left(\frac{M_y}{I_y\dot{\omega}_y}\right)^2+\left(\frac{M_z}{I_z\dot{\omega}_z}\right)^2=1. \qquad (1)$$

where M_x, M_y, M_z are projections of the total required reactive RW torque on the axis of the coordinate system associated (CSA); I_x, I_y, I_z are spacecraft axial moments of inertia; $\dot{\omega}_x, \dot{\omega}_y, \dot{\omega}_z$ are projections of the desired angular acceleration on the axis of the spacecraft CSA.

Analysis of the shape of the area under consideration for the minimally redundant set of schemes for the cases of the use of all four RW and a failure of one of them showed that in both modes shape of the control torque for the pyramid scheme is closer to the required one. Thus, this scheme is preferable. Also identified the optimal angles of installation RW by analyzing projections of the trace of the correlation matrix of the errors (AS Kulik Saturday AM, Reznikov OV).

The result was that the optimal setting angles for the selected scheme are $\alpha = 45°$ and $\beta = 54,7°$.

At the block diagram of the spacecraft control system also contains a gauges block, changing the dynamics of the system. As the gauges on this object were selected angular velocity sensor (AVS), combined in a block. In this case the AVS scheme of installation that enables the CAVG deep diagnosing with depth to failure mode has been selected the following way: setting of three main AVS vector directed along the axes of the CSA and the installation of additional AVS vector collinear to them (Fig. 3).

The analysis of such a setting scheme performed in the works [6–8], who showed that it provides a CAVG diagnosable with depth to failure mode.

SPACECRAFT DIAGNOSING SYSTEM DEVELOPING

In this paper, the spacecraft system of orientation and stabilization is considered as a combination of automatic control devices (ACD) and the object of automatic control (OAC) (Fig. 4), and diagnosing problem reduces to determining the functional state of the OAC, including the executive bodies of the spacecraft and the feedback sensors.

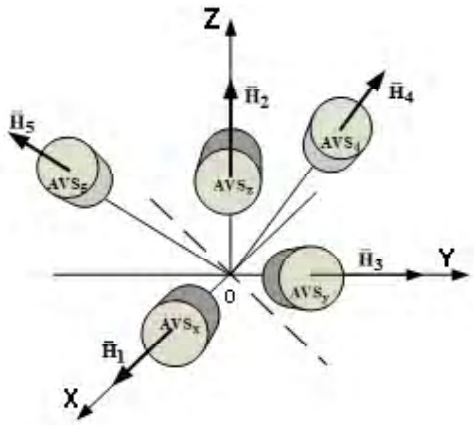


Fig. 3. The installation scheme of AVS on the spacecraft

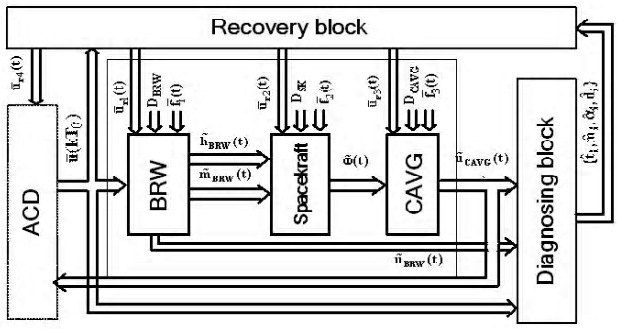


Fig. 4. Functional scheme of spacecraft orientation and stabilization system with active fault tollerance

Many types of failure for the spacecraft orientation and stabilization system D_{SOSS} can be separated into many types of failures of the block of reaction wheels (BRW) D_{BRW}, spacecraft D_{spa} and complex of angular velocity gauges D_{CAVG}.

In this paper, we do not consider the set of ACD failures, which is the microcontroller. Fault tolerance of controllers described in many papers, the current trend – is to use a spacecraft centralized controllers with a three-or five-fold redundancy of the main computer unit. Therefore, consider that the failures of the ACD are parried by switch of reserve units.

Many types of BRW failures consists of sets of RW failure modes, and each RW incorporates the PA, contactless DC motor and tacho, respectively, considered to be 60 kinds of BRW failures.

Many types of failures for CAVG contains multiple failure modes each of the AVS separately, total 30 kinds of failures.

In this paper, we also consider the many types of failures related to the change the moments of inertia of the spacecraft $D_{spa_{IM}}$.

One cause of this failure is the spacecraft incomplete or asymmetric disclosure of solar panels. As shown in various reports incomplete disclosure may occur due to a structural defect in the mechanism of the disclosure, a surface tear of solar cell, mounting damage one of the solar panels at start, etc.

When used as an unloading the jet engine, is possible asymmetrical consumption of fuel and as a result a change in one of the spacecraft moment of inertia.

Many types of spacecraft failures also includes a variety of failure modes associated with the inaccuracy of the external disturbances mathematical model $D_{spa_{dist}}$.

Diagnosing these failure modes will be carried out on two levels: the block and the system. There are only three levels of the hierarchy of diagnostic software (Fig. 5).

First, the lower level is the block level. Here formed diagnostic software (DS) for units of sensors, actuators, calculators not autonomous, but on the basis of their functioning conditions in a closed loop.

The second level is system. Diagnostic software is developed for the entire closed-loop control system of orientation and stabilization. Here is diagnosed how the system runs its functions under the conditions of space flight. The third level of the hierarchy is oversystem. At this level formed diagnostic software for a space mission as a whole.

Block level will form the diagnostic software for CAVG and BRW based on the conditions of their operation in the contour of spacecraft orientation and stabilization system. It allows to provide orientation and stabilization system by blocks of sensors and actuators with the properties of fault tolerance when single failures occurred.

At the system level, we will develop diagnostic software for many types of spacecraft failures to ensure fault tolerance using systemic connections. Also at the system level, we will solve the problem of spacecraft orientation and stabilization system restore functionality in catastrophic failure in one of the blocks – BRW or CAVG through the use of auxiliary control devices (magnetometers, jet engines), and measuring devices (star trackers, GPS, etc.)

Failure modes were grouped into classes defined by the change of one of the system mathematical model parameters because of the failures parameterization. Set of failures classes contains 46 elements that are direct diagnostic features of failure.

Motion model of system in the presence of it failures obtained based on the equations system describing the dynamics of the stabilization and orientation system of the spacecraft and set of straight diagnostic features. In this case, is made the transition to a mathematical description in

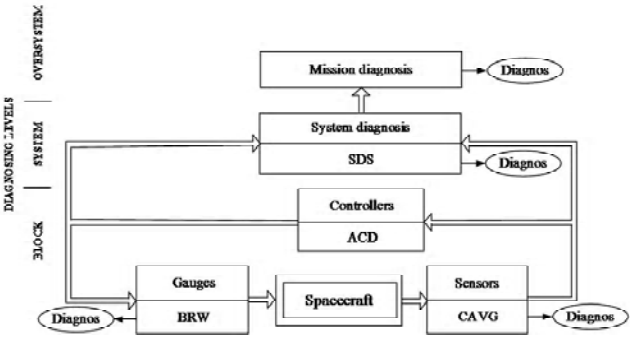


Fig. 5. Functional scheme of the hierarchy of diagnostic software

recurrence-matrix form of the system motion equations linearized at the operating point.

Analysis of the structural and signaling systems diagnosable relative to this set of failures classes showed that the complete diagnosable system is provided on transitive operating modes of RW and spacecraft in general and to differ PA and RW failures is necessary to introduce additional control point between them. Spacecraft is the object with a known input. Diagnosing its functional state based on the difference signal of measurement vector and the reference model output. Since all state variables of spacecraft (angular speed velocity of the spacecraft and RW) are directly measurable, as a function of diagnostic models that connect direct and indirect failure indications, selected models species

$$\begin{aligned}\Delta x(k+1) &= A\Delta x(k) + \Delta A(\Delta\gamma_q)\tilde{x}(k) + \Delta B(\Delta\gamma_q)u(k) + \\ &+ \Delta F(\Delta\gamma_q)f(k) + \tilde{B}u_0(\Delta\gamma_q); \\ \Delta y(k) &= C\Delta\, x(k) + \Delta C(\Delta\gamma_q)\tilde{x}(k) + \tilde{C}u_0(\Delta\gamma_q).\end{aligned} \tag{2}$$

where $\Delta A(\Delta\gamma_q)$, $\Delta B(\Delta\gamma_q)$, $\Delta F(\Delta\gamma_q)$, $\Delta C(\Delta\gamma_q)$, are deviations respectively state matrices of control, disturbance, and output due to the presence of a direct indication of failure $\Delta\gamma_q$ in system; $\tilde{B}u_0(\Delta\gamma_q)$, $\tilde{C}u_0(\Delta\gamma_q)$ are matrix characterizing the influence of drift in the elements of the control object on its state variables and output signals.

Based on the obtained models developed procedures for processing indirect diagnostic fault features for block and system levels. They allow to consistently remove the uncertainties associated with the moment of a failure, its location, class, and the type. It was taken into account following. When establishing the facts failure, finding its place and the class definition is used dichotomous tree that represents the production knowledge base of diagnosing process. The nodes of this tree are used predicate constructions of double type

$$z = S_2\left\{f\left[\Delta y(k)\right] - \delta\right\} = \begin{cases} 1, & \text{if } f[\cdot] \ge \delta; \\ 0, & \text{if } f[\cdot] < \delta;\ \forall k \in T, \end{cases} \tag{3}$$

where δ is threshold; $f\left[\Delta y_i(k)\right]$ is nonlinear function of measurement vector $\Delta y(k)$.

So, as the argument of double predicate uses discrete deviation of the output signals measurement of the system, placed in the vector $\Delta y(k)$, functional relationship of these measurements and the threshold value that determines function allowable change $f[\cdot]$. Nonlinear function $f[\cdot]$ formed via diagnostic models, connecting specific for each of the main diagnosing problem the direct feature $\Delta\lambda_i$ with indirect – the calculation results $\Delta y(k)$.

To provide diagnosability of the system with a depth to the RW functional element and differences between failures in spacecraft and AVS, for all operating modes introduce additional diagnostic features formed on the basis of the hypothesis of quasi-stationary direct feature of failure in the diagnosis interval:

$$\begin{aligned}&\Delta\hat{\gamma}_i(k) = \text{const} \cap \Delta\hat{\gamma}_j(k) = \text{var}, \text{ if } \left(\Delta\hat{\gamma}_i \ne 0\right) \cap \left(\Delta\hat{\gamma}_j = 0\right); \\ &z_{Di} = s_2\left(\left|I_{CTi}\right| < \Delta I_{CTi}\right),\ I_{CTi} = \frac{d(\hat{\gamma}_i)}{dt}; \\ &i, j = \overline{1, N_\gamma}, i \ne j.\end{aligned} \tag{4}$$

Fig. 6, 7 and 8 are fragments of search algorithms for place and the class definition of failure.

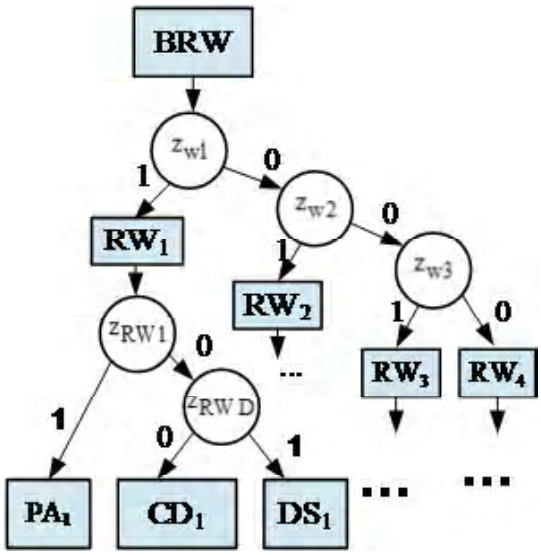


Fig. 6. Dichotomous tree search for a place of failure in the BRW

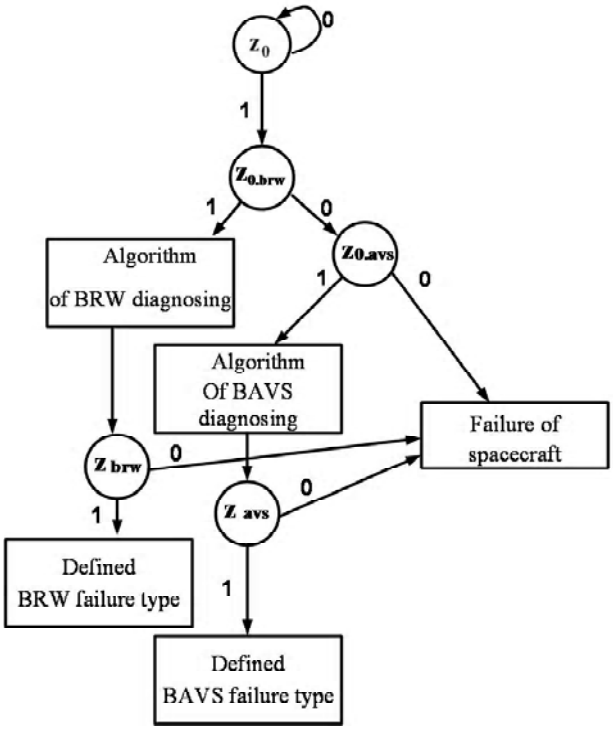


Fig. 7. Dichotomous tree search for a place of failure in the spacecraft orientation and stabilization system

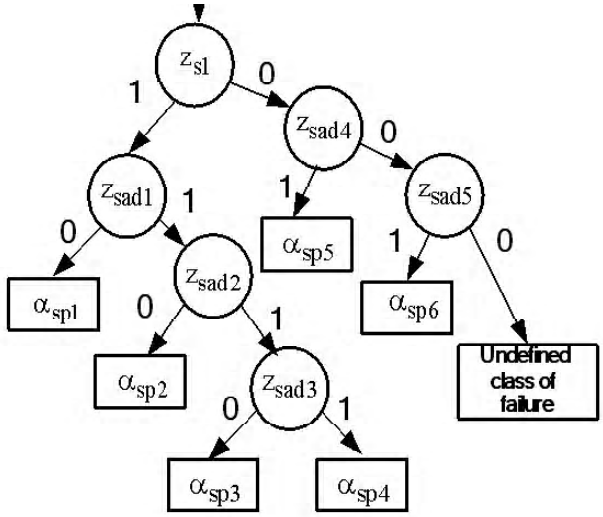


Fig. 8. Fragment of the dichotomous branch of the failure class definition in the spacecraft

To determine the failure mode are used functional dependencies, linking a particular failure type with direct diagnostic features. Final estimate of the parameter deviations value from the nominal system performed at the last stage of diagnosis procedure as a result of the evaluation characteristic values choice, calculated on the steps of determining the place and class of failure characterizing the detected type of failure

$$\Delta\hat{\gamma}_i(k) = \begin{pmatrix} CA_{\gamma_i} C^{-1}\tilde{y}(k-1) + C_{u0_{\gamma i}} + \\ +CB_{\gamma_i} u(k-1) + CF_{\gamma_i} f(k-1) + \\ +CB_{u0_{\gamma i}} + C_{\gamma i} C^{-1}\tilde{y}(k) \end{pmatrix}^{-1} \Delta y(k). \quad (5)$$

RECOVERY SYSTEM DESIGN

Developed diagnostic software is a foundation for the development of tools for the spacecraft orientation and stabilization system functional state automatic recovery in emergencies.

Consider the recovery of functional state of spacecraft orientation and stabilization system on block level. The starting point for this task is complete diagnosis of the function block. Based on this information, depending on the block construction, the principle of its action, the failures set are selected recovery tools – signal and parametric adjustment or possible hardware and control algorithms reconfiguration of the block.

Selection of recovery tools is produced by bases there control system functioning history, the current type of failure, the excess resources remaining and future challenges of the space mission. In this case, the recovery procedure related to the signal and parametric tuning often have the highest priorities, and procedures relating to the reconfiguration of the hardware and control algorithms are called only after all the resources associated with the adjustment have been exhausted.

After restoring the damaged unit is produced its diagnosis of the functional state. As a result:

– fully restored functionality of the block and it can be used in the orientation and stabilization system of spacecraft as intended;

– working capacity of the unit is not restored and detected another type of failure, and the previously described cycle is repeated until complete recovery the functional properties of the emergency unit.

After a complete recovery, the emergency unit on the system level signal is transmitted and produced parry of system failure effects in the blocks for the subsequent implementation of the flight mission.

However, such situation is possible when failures on block level can produce such abnormal situation, which is not possible to parry at this level because of the lack of excess capacity. In this case, the recovery procedure of the functional state of spacecraft occurs at the system level, using the connection between the block and the additional devices that are not intended directly for the tasks of orientation and stabilization of the spacecraft, but allowing performing tasks for space missions.

At the system level are also solved problem of flexible parry abnormal system situations associated with failures in the spacecraft construction or significant perturbing effects.

After the spacecraft orientation and stabilization system recovery are also produced diagnosing of the restored system. The full diagnosis allows make a decision to continue parry the effects of failures, or about the further implementation of the mission, or about the need parry on oversystem level (Fig. 9).

EXPERIMENT

Debugging algorithms of diagnosing functional state and recovery of the orientation and stabilization system of the spacecraft performed on a specialized hardware-software complex (HSC), presented in Fig. 10 and Fig. 11.

Functional structure of HSC allows you to enter into the system failure modes from the considered set, and to investigate the behavior of the system in the nominal and emergency modes.

HSC consists of the following elements: a platform with minimally redundant BRW, established by pyramid scheme and CAVG, fixed in gimbals, automatic control device and the PC with specialized software.

The complex software includes low-level software that provides execution in the control microcontroller module and the peripheral microcontroller module developed procedures control of and provide the active fault tolerance. On the upper level, there is software for performing the

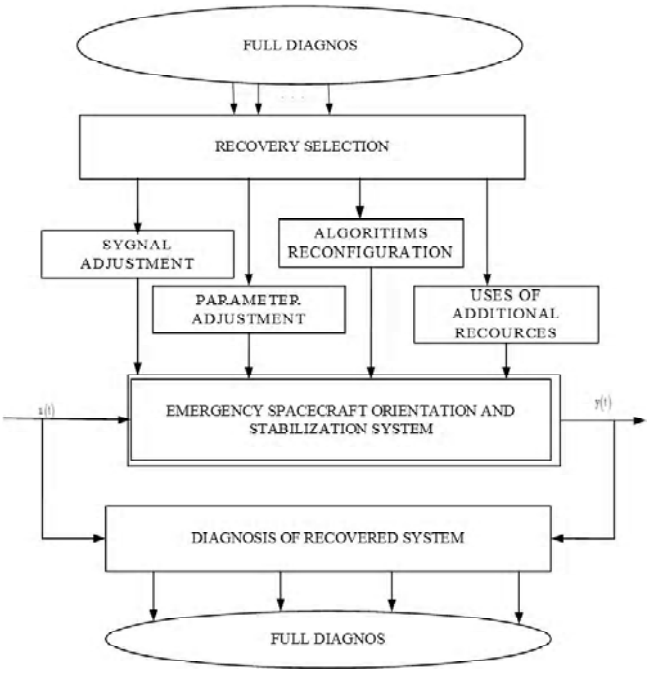


Fig. 9. Parrying tools of orientation and stabilization system of the spacecraft failures at the system level

following functions: information exchange with automatic control device, setting modes of the system, visualization and storage of the experimental results.

In order to simulate effect of the considered set of failure modes on the system using developed HSC, uses software simulators. They are used because of the fact that they have essential advantages such as the possibility of rapid

Fig. 10. Exterior view of HSC for research models and methods of maintenance the active fault-tolerance spacecraft attitude control and stabilization

modification, imitation of wide variety operating conditions, ease of the results interpretation, small power consumption, a good adaptability. At this distortion of measured and control signals of the system performed so that the response to it was analogous reaction to input types of failure.

Fig. 12 shows the functional diagram of RW with software simulators of failure modes.

Fig. 13 and 14 shows the results of the spacecraft stabilization control system simulation without active fault tolerance (dotted line) and with an activated diagnosis and recovery system (solid line) at the mode of the angular reorientation of the platform along the OZ axis by predetermined path.

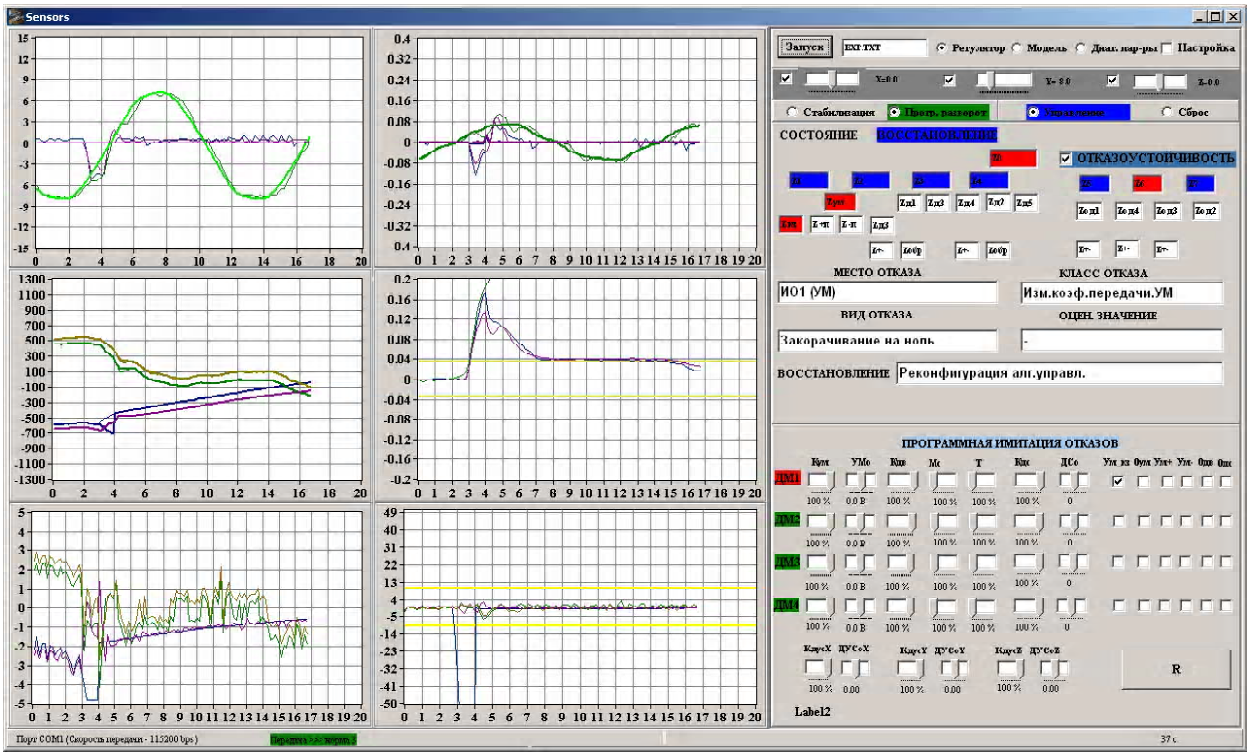


Fig. 11. The main window of the program results visualization and setting a system operation for spacecraft attitude control and stabilization

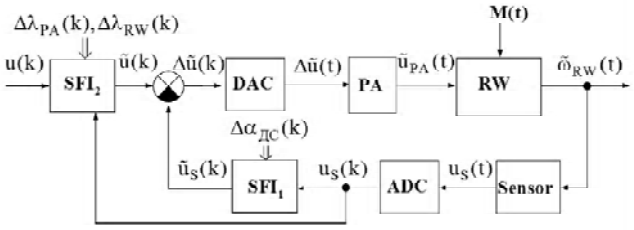


Fig. 12. The functional diagram of RW with software simulators of failure modes

Similarly, research has been done in the modes of attitude control and stabilization object functioning on the whole parrying failure modes set. All types of failure were observed by diagnostics subsystem, found their place, set the class and defined failure mode.

Average failure detection time was 0,07 s with the average total time of diagnosis – 0,32 s, and the average time failure parrying – 1,35 s. Thus, the average time spent on diagnosis and parry of spacecraft stabilization control system failures was 1,74 seconds. This time less than time t_{pp} = 9 s for transient system in normal mode in 5,17 times

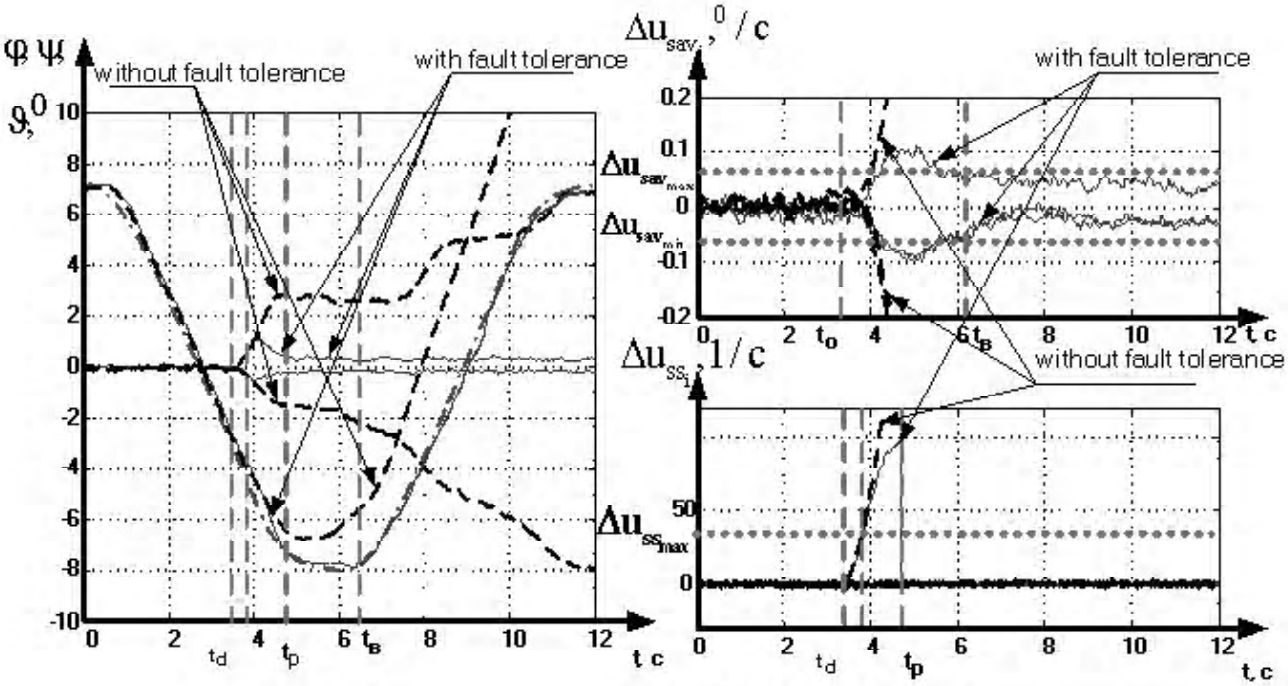


Fig. 13. The results of the spacecraft stabilization control system at break RW with a fourth serial number

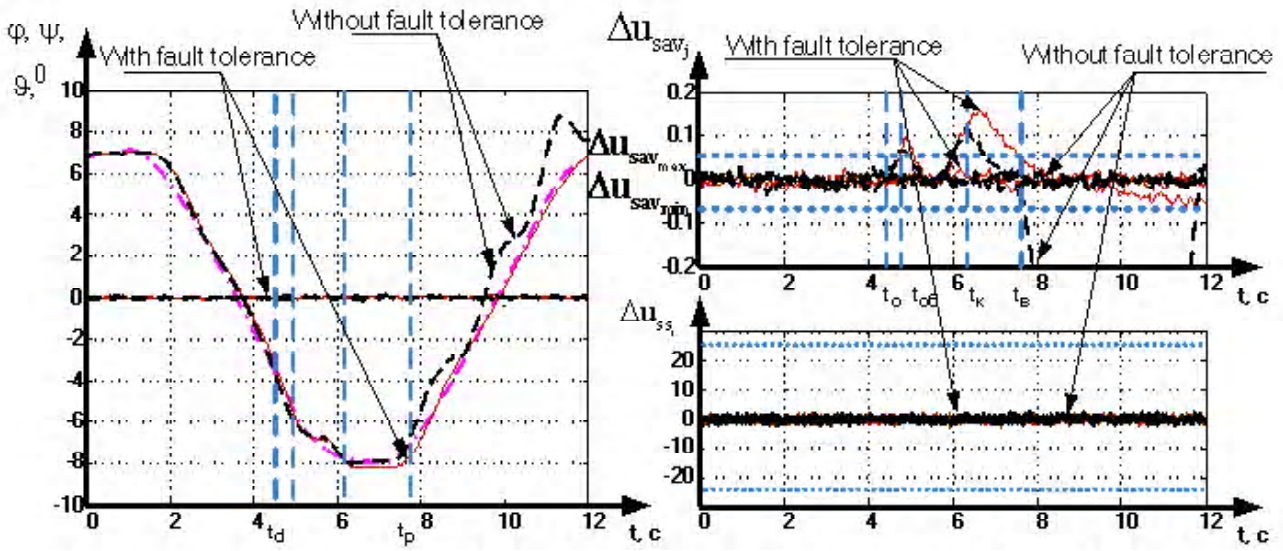


Fig. 14. The results of the spacecraft stabilization control system with a decrease in gain Kz

CONCLUSIONS

Thus in this paper identified the main trends in modern space technology that is in reducing the weight and size, power and cost characteristics, function of space vehicles, as well as increasing the time of their active life. There was formed the structure of the orientation and stabilization system for ensuring its active fault tolerance feature, defined a set of standard and parameterized types of failures of the system functional elements, characterized by changes in the properties of the conversion elements. There was received diagnostic functional models for solving problems of detection, search the place and establish a class of failure, which provide unique analytical relation between direct and indirect diagnostic features for each diagnosing problem, take into account the dynamic features of the object, as well as systemic linkages between its elements. There was developed diagnostic logic models for detection, finding a place and establish a class of failure in the system of automatic orientation and stabilization, the expressions for the calculation of direct and indirect diagnostic features, and formed their processing rules that al-low to solve problems of analytically develop procedures for deep diagnosing. Further developed models and methods of systematic approach to fault tolerance in the direction of the effective use of the signal, parametric and structural redundancies and selection of parrying tools when there are multiple connections between the means of parrying and failure modes. Experimental researches of the sample model of the automatic attitude control and stabilization the properties of active fault-tolerance in emergency modes of operation which have shown operability of the developed models and methods of deep diagnosing and failures flexible parrying and fundamental possibility maintain operability of the object in the event of failure modes in it from the finished set.

SPISOK LITERATURY

1. Проектирование и экспериментальная отработка систем управления объектов ракетно-космической техники. Т. 2. Проектирование систем управления космических аппаратов и модулей орбитальных станций [Текст]: учебник в 3 т. / Ю. С. Алексеев, Е. В. Белоус, Г. В. Беляев и др. / под общей ред. Ю. С. Алексеева, Ю. М. Златкина, В. С. Кривцова, А. С. Кулика, В. И. Чумаченко. – Х. : Нац. аэрокосм. ун-т им. Н. Е. Жуковского «Харьк. авиац. ин-т», НПП Хартрон-Аркос, 2012. – 680 с.
2. *Кулик, А. С.* Алгоритмическое обеспечение модулей диагностирования и восстановления работоспособности спутниковой системы ориентации и стабилизации [Текст] / А. С. Кулик, О. А. Лученко, С. Н. Фирсов // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2012. – №1 (26). – С. 112–122.
3. *Постников, В. Н.* Критерии оценки свойств избыточных маховичных систем [Текст] / В. Н. Постников, А. Н. Таран, С. Н. Фирсов // Радіоелектронні та комп'ютерні системи. – 2011. – №4 (52). – С. 82–87.
4. *Кулик, А. С.* Концепция обеспечения живучести спутниковых систем управления ориентацией и стабилизацией / А. С. Кулик, О. А. Лученко, С. Н. Фирсов // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2011. – № 2 (25). – С. 41–47.
5. *Кулик, А. С.* Эффективность избыточных систем стабилизации и ориентации космических аппаратов с двигателями-маховиками [Текст] / А. С. Кулик, А. М. Суббота, О. В. Резникова // Авиационно-космическая техника и технология. – 2008. – № 3 (50). – С. 18–25.
6. *Фирсов, С. Н.* Обеспечение функциональной устойчивости измерителей параметров движения спутниковых систем стабилизации и ориентации / С. Н. Фирсов // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2013. – №1 (28). – С. 144–150.
7. *Кулик, А. С.* Восстановление измерений навигационной системы в режиме реального времени [Текст] / А. С. Кулик, С. Н. Фирсов, До Куок Туан, О. Ю. Златкин // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. – 2008. – Вып. 5 (59). – С. 28–33.
8. *Фирсов, С. Н.* Обеспечение глубокого диагностирования блока акселерометров при плоскостном движении летательного аппарата [Текст] / С. Н. Фирсов, Туан Куок До // Радіоелектронні і комп'ютерні системи. – 2009. – Вып. 3 (60). – С. 33–38.

Стаття надійшла до редакції 16.09.2013.

Фирсов С. Н.[1], Резникова О. В.[2]

[1]Канд. техн. наук, доцент, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «ХАИ», Украина

[2]Асистент, Национальный аэрокосмический университет им. Н. Е. Жуковского «ХАИ», Украина

ОБЕСПЕЧЕНИЕ ОТКАЗОУСТОЙЧИВОСТИ СИСТЕМЫ ОРИЕНТАЦИИ И СТАБИЛИЗАЦИИ КОСМИЧЕСКИХ АППАРАТОВ

Сформирована структура системы ориентации и стабилизации, обеспечивающая ее активную отказоустойчивость. Параметризированы виды отказов функциональных элементов системы, характеризующиеся изменением свойств преобразовательных элементов. Получены диагностические функциональные модели для решения задач обнаружения, поиска места и определения класса отказа системы. Разработаны модели и методы системного подхода к отказоустойчивости с целью эффективного использования сигнальной, параметрической и структурной избыточностей и выбраны инструменты парирования. Проведены экспериментальные исследования макетного образца автоматической системы ориентации и стабилизации для исследования свойств активной отказоустойчивости в аварийных режимах работы.

Ключевые слова: система стабилизации и ориентации космических аппаратов, отказоустойчивость, двигатель маховик, датчик угловой скорости.

Фірсов С. М.[1], Резнікова О. В.[2]
[1]Канд. техн. наук, доцент, Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського «ХАІ», Україна
[2]Асистент, Національний аерокосмічний університет ім. М.Є. Жуковського «ХАІ», Україна

ЗАБЕЗПЕЧЕННЯ ВІДМОВОСТІЙКОСТІ СИСТЕМИ ОРІЄНТАЦІЇ ТА СТАБІЛІЗАЦІЇ КОСМІЧНИХ АПАРАТІВ

Сформована структура системи орієнтації та стабілізації, яка забезпечує її активну відмовостійкість. Параметризовані види відмов функціональних елементів системи, що характеризуються зміною властивостей перетворювальних елементів. Отримано діагностичні функціональні моделі для вирішення задач виявлення, пошуку місця та визначення класу відмови системи. Розроблено моделі і методи системного підходу до відмовостійкості з метою ефективного використання сигнальної, параметричної та структурної надлишковості та обрані інструменти парирування. Проведено експериментальні дослідження макетного зразка автоматичної системи орієнтації та стабілізації для дослідження властивостей активної відмовостійкості в аварійних режимах роботи.

Ключові слова: система стабілізації та орієнтації космічного апарату, відмовостійкість, двигун маховик, датчик кутової швидкості.

REFERENCES

1. Alekseev Yu. S., Belous E. V., Belyaev G. V. i dr./ pod obshhej red. Alekseeva Yu. S., Zlatkina Yu. M., Krivcova V. S., Kulika A. S., Chumachenko V. I. Proektirovanie i e'ksperimental'naya otrabotka sistem upravleniya ob"ektov raketno-kosmicheskoj texniki. T. 2. Proektirovanie sistem upravleniya kosmicheskix apparatov i modulej orbital'nyx stancij [Tekst]: uchebnik v 3 t. Har'kov: Nac. ae'rokosm. un-t im. N. E. Zhukovskogo «Xar'k. aviac. in-t», NPP Xartron-Arkos, 2012, 680 p.
2. Kulik A. S., Luchenko O. A., Firsov S. N. Algoritmicheskoe obespechenie modulej diagnostirovaniya i vosstanovleniya rabotospsosbnosti sputnikovoj sistemy orientacii i stabilizacii [Tekst], *Radio Electronics, Computer Science*, *Control,* 2012, No. 1 (26), pp. 112–122.
3. Postnikov V. N., Taran A. N., Firsov S. N. Kriterii ocenki svojstv izbytochnyx maxovichnyx sistem [Tekst], *Radioelektronni ta kompiuterni systemy,* 2011, No. 4 (52), pp. 82–87.
4. Kulik A. S., Luchenko O. A., Firsov S. N. Koncepciya obespecheniya zhivuchesti sputnikovyx sistem upravleniya orientaciej i stabilizaciej, *Radio Electronics, Computer Science*, *Control,* 2011, No. 2 (25), pp. 41–47.
5. Kulik A. S., Subbota A. M., Reznikova O. V. E'ffektivnost' izbytochnyx sistem stabilizacii i orientacii kosmicheskix apparatov s dvigatelyami-maxovikami [Tekst], *Aviacionno-kosmicheskaya texnika i texnologiya*, 2008, No. 3 (50), pp. 18–25.
6. Firsov S. N. Obespechenie funkcional'noj ustojchivosti izmeritelej parametrov dvizheniya sputnikovyx sistem stabilizacii i orientacii, *Radio Electronics, Computer Science*, *Control,* 2013, No. 1 (28), pp. 144–150.
7. Kulik A. S., Firsov S. N., Do Kuok Tuan, Zlatkin O. Yu. Vosstanovlenie izmerenij navigacionnoj sistemy v rezhime real'nogo vremeni [Tekst], *Radioelektronni i komp'yuterni sistemi,* 2008, Vyp. 5 (59), pp. 28–33.
8. Firsov S.N., Do Tuan Kuok Obespechenie glubokogo diagnostirovaniya bloka akselerometrov pri ploskostnom dvizhenii letatel'nogo apparata [Tekst], *Radioelektronni i komp'yuterni sistemi*, 2009, Vyp. 3 (60), pp. 33–38.

UDC 004.032.26:004.93

Romanuke V. V.

C. t. s., associate professor, Khmelnitskiy National University, Ukraine, E-mail: romanukevadimv@mail.ru

AN ATTEMPT FOR 2-LAYER PERCEPTRON HIGH PERFORMANCE IN CLASSIFYING SHIFTED MONOCHROME 60-BY-80-IMAGES VIA TRAINING WITH PIXEL-DISTORTED SHIFTED IMAGES ON THE PATTERN OF 26 ALPHABET LETTERS

Object classification problem is considered, where neocognitron and multilayer perceptron may be applied. As neocognitron, solving almost any classification problem, performs too slowly and expensively, then for recognizing shifted monochrome images there is attempted the 2-layer perceptron, being fast only for pixel-distorted monochrome images, though. Having assumed the original images set of 26 monochrome 60-by-80-images of the English alphabet letters, there is formulated the task to clear out whether the 2-layer perceptron is capable to ensure high performance in classifying shifted monochrome images. Thus it is disclosed that the 2-layer perceptron performs as the good classifier of shifted monochrome images, when in training its input is fed with training samples from shifted images, being pixel-distorted. For this, however, it may need more passes of training samples through the 2-layer perceptron, but nevertheless the total traintime will be shorter than for training the 2-layer perceptron with only pixel-distortion-free shifted monochrome images.

Keywords: object classification, neocognitron, perceptron, pixel distortion, shift, monochrome images, shifted monochrome images.

PROBLEM OF SHIFT-TURN-SCALE PERCEPTRON RECOGNITION

Object recognition is an up-to-date technical problem, dealing with a lot of aspects in its formalization and solving it. The mathematical principle for recognizing objects lies in clustering and classifying them. Neural network, being the universal approximator, is the finest model of clusterization and classification [1, 2]. It needs neither architecture creation, nor training algorithm development. Only the appropriate architecture must be selected among the available ones [1, 3], and the corresponding training algorithm should be enabled [4, 5]. There nonetheless stands an important question of ensuring the high productivity up with low resources consumption and short response delay. The highest productivity is ensured by neocognitron, which is the smartest neural network, performing slowly, though [6, 7]. It also takes too much of memory and data space for clusterization and classification. The multilayer perceptron, consuming memory not so significantly, works much faster, but its productivity is ensured high only for objects or noised objects, which are not shifted, turned (skewed) or scaled against the training objects sample [8]. Certainly, this is unreal situation in world of real events and processes. And if the object, being under classification, is shifted, turned or scaled against its original in the training sample, then perceptron cannot recognize it and classifies this object erroneously. Therefore the problem of shift-turn-scale (STS) object recognition may be solved with making neocognitron perform easier and faster or with making perceptron just recognize STS-property objects better.

WAY OF INVESTIGATION

Clearly that both the said tasks of constructing fast neocognitron and training perceptron STS-classifier are tough for implementation [4, 6, 7]. Besides, neocognitron is very huge model to try optimizing it in speed and resources consumption. So, there is a tenable way of trying to prepare multilayer perceptrons for classifying objects just with one from the three STS-properties: shift, turn or scale. The shift-property is the easiest to program it, while turn or scale is tougher to be modeled [6]. The simplest objects are plane objects like monochrome images. However, even for shifted monochrome images (SMI) multilayer perceptrons perform poorly. Although, multilayer perceptrons perform well [4, 8] for pixel-noised monochrome images (PNMI). It outlines the way to investigate possibility of increasing multilayer perceptron performance in classifying SMI, whether they are PNMI or not.

TASK FORMULATION

Will be considering the original set of 26 monochrome 60-by-80-images which are 26 letters of the English alphabet. An alphabet letter, feeding the classifier input, may be shifted as it occurs usually while scanning and retrieving the text information. The classifier must recognize it at high performance. Cases with letters, being PNMI, are not excluded, but the main case is that input objects are SMI. The extent of shift is going to be featured with a shift constant. The task is to clear out whether the 2-layer perceptron (2LP) is capable to ensure high performance for SMI. For that the model of PNMI and shift-noised

© Romanuke V. V., 2013

monochrome images (SNMI) must be formalized, whereupon 2LP is trained to become the classifier.

MODEL OF PNMI

It is known that 2LP is trained with blocks of feature-vectorized objects, so q-th image as matrix $\mathbf{A}_q = \left(a_{uv}^{\langle q \rangle}\right)_{60\times 80}$ is reshaped into 4800-length-column before processing it, where $a_{uv}^{\langle q \rangle} \in \{0, 1\}$ by $q = \overline{1, 26}$. Denote $\mathbf{A} = \left(\bar{a}_{jq}\right)_{4800\times 26}$ as the matrix of all original 26 monochrome 60-by-80-images, reshaped into 26 columns. Then model of PNMI is just the matrix

$$\mathbf{A}_{\text{pixel}}^{\langle k \rangle} = \mathbf{A} + \sigma_{\text{pixel}}^{\langle k \rangle} \cdot \mathbf{\Xi} \tag{1}$$

by standard deviation

$$\sigma_{\text{pixel}}^{\langle k \rangle} = \frac{\sigma_{\text{pixel}}^{\langle \max \rangle}}{F} \cdot k \quad \forall\ k = \overline{1, F} \tag{2}$$

and its maximum $\sigma_{\text{pixel}}^{\langle \max \rangle} > 0$ at 4800×26-matrix $\mathbf{\Xi}$ of values of normal variate with zero expectation and unit variance, where number F indicates at smoothness in training the perceptron [9]. While being trained, the input of 2LP is fed with the set

$$\tilde{P}_{\text{train}} = \left\{\tilde{\mathbf{P}}_i\right\}_{i=1}^{C+F} = \left\{\left\{\mathbf{A}\right\}_{l=1}^{C}, \left\{\mathbf{A}_{\text{pixel}}^{\langle k \rangle}\right\}_{k=1}^{F}\right\} \tag{3}$$

of original images and pixel-distorted images by the set of identifiers (targets)

$$T = \left\{\mathbf{T}_i\right\}_{i=1}^{C+F} = \left\{\mathbf{I}\right\}_{i=1}^{C+F} \tag{4}$$

with identity 26×26-matrix $\mathbf{I}$, where number C indicates at how many replicas of undistorted images should be recognized in the training process. The set (3), being formed by (1) and (2), is passed through 2LP with identifiers (4) for Q_{pass} times.

One of the fastest program implementations of 2LP can be built within MATLAB with using the training function «traingda». For setting the size of hidden layer of 2LP to 250 neurons at $\sigma_{\text{pixel}}^{\langle \max \rangle} = 1$, $C = 2$, $F = 8$, $Q_{\text{pass}} = 10$, the results of classifying SMI, when 2LP is trained with PNMI, appear quite unacceptable (figure 1). These results are obtained in routine of the batch testing of 2LP. The results of the letter-by-letter testing of 2LP at some fixed standard deviation for (1) disclose the trend in distribution of recognition errors percentage over letters (figure 2). This trend is seen that there exist letters that are recognized better than others. For instance, letters «I» and «J» are more recognizable, where letter «I» is classified wrong only in every fourth case, roughly. But the averaged recognition errors percentage nonetheless remains inadmissibly high.

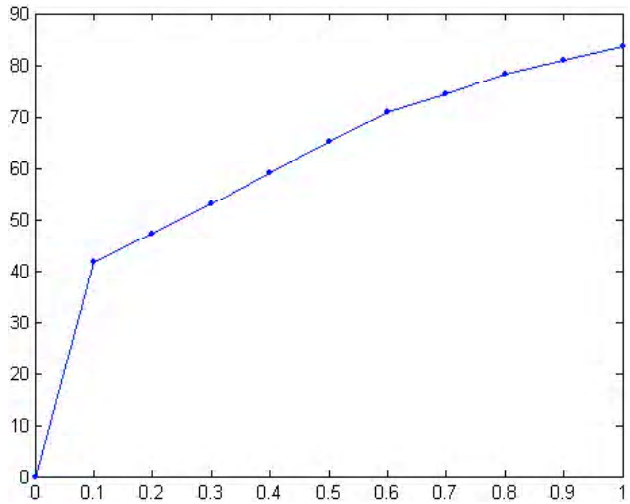


Fig. 1. Percentage of recognition errors p_{error} over standard deviation range $\left[0;\ \sigma_{\text{shift}}^{\langle \max \rangle}\right]$ of the shift intensity in SMI by 250 neurons in 2LP hidden layer and $\sigma_{\text{shift}}^{\langle \max \rangle} = 1$, $\sigma_{\text{pixel}}^{\langle \max \rangle} = 0$ (derived from 1000 batch testings of the trained 2LP with PNMI by $\sigma_{\text{pixel}}^{\langle \max \rangle} = 1$, $C = 2$, $F = 8$, $Q_{\text{pass}} = 10$)

MODEL OF SNMI

Just like in (1), model of PNMI consists in adding the normal noise to the matrix of all 26 images. For one from the three STS-properties, every image should be processed separately. In model of SNMI each image is shifted horizontally and vertically for some number of pixels. Thus the shift constant is from two components, horizontal and vertical, though there may be used the same standard deviation

$$\sigma_{\text{shift}}^{\langle k \rangle} = \frac{\sigma_{\text{shift}}^{\langle \max \rangle}}{F} \cdot k \quad \forall\ k = \overline{1, F} \tag{5}$$

and $\sigma_{\text{shift}}^{\langle \max \rangle} > 0$ at k-th part of forming the set that feeds the input of 2LP. As there are considered 60-by-80-images then horizontal pixel shift (HPS) is

$$s_{\text{hor}}\left(\sigma_{\text{shift}}^{\langle k \rangle}\right) = \varphi\left(8\sigma_{\text{shift}}^{\langle k \rangle} \cdot \xi_{\text{hor}}(k)\right) \times \frac{1 - \operatorname{sign}\left(\left|\varphi\left(8\sigma_{\text{shift}}^{\langle k \rangle} \cdot \xi_{\text{hor}}(k)\right)\right| - 80\right)}{2} + 80 \cdot \frac{1 + \operatorname{sign}\left(\left|\varphi\left(8\sigma_{\text{shift}}^{\langle k \rangle} \cdot \xi_{\text{hor}}(k)\right)\right| - 80\right)}{2}, \tag{6}$$

where $\xi_{\text{hor}}(k)$ is value of normal variate with zero expectation and unit variance, raffled at the k-th stage for

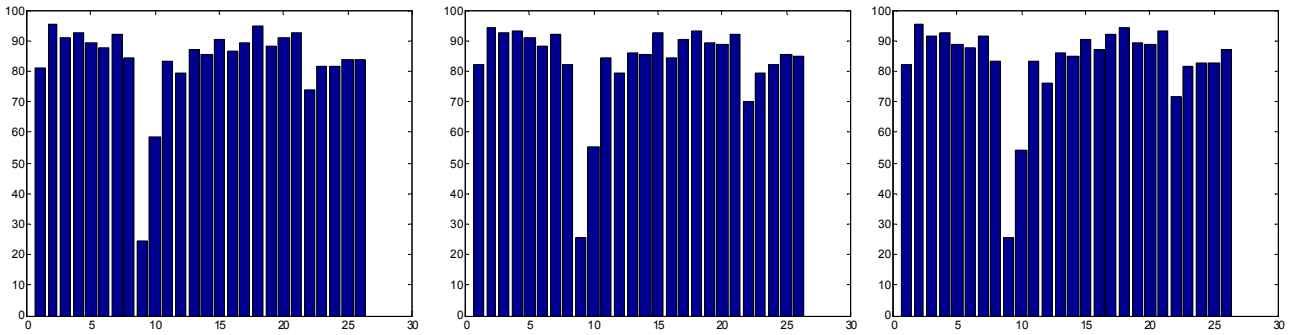


Fig. 2. Distributions of recognition errors percentage over letters at fixed standard deviation $\sigma_{\text{shift}}^{\langle \max \rangle} = 1$ for $\sigma_{\text{pixel}}^{\langle \max \rangle} = 0$ (derived from 1000 testings of the PNMI-trained-and-loaded 2LP at $\sigma_{\text{pixel}}^{\langle \max \rangle} = 1$, $C = 2$, $F = 8$, $Q_{\text{pass}} = 10$)

HPS, and function $\varphi(x)$ rounds x to the nearest integer less than or equal to x. Concurrently, vertical pixel shift (VPS) is

$$s_{\text{ver}}\left(\sigma_{\text{shift}}^{\langle k \rangle}\right) = \varphi\left(6\sigma_{\text{shift}}^{\langle k \rangle} \cdot \xi_{\text{ver}}(k)\right) \times$$

$$\times \frac{1 - \operatorname{sign}\left(\left|\varphi\left(6\sigma_{\text{shift}}^{\langle k \rangle} \cdot \xi_{\text{ver}}(k)\right)\right| - 60\right)}{2} +$$

$$+60 \cdot \frac{1 + \operatorname{sign}\left(\left|\varphi\left(6\sigma_{\text{shift}}^{\langle k \rangle} \cdot \xi_{\text{ver}}(k)\right)\right| - 60\right)}{2}, \qquad (7)$$

where $\xi_{\text{ver}}(k)$ is value of normal variate with zero expectation and unit variance, raffled at the k-th stage for VPS.

It is necessarily to mind that the image background is white, whereas in MATLAB the white color is coded with ones. So, contour and filling of letters, being black, are coded with zeros. By the way, the filling is not continuous (figure 3), and the letter black cast is sprinkled with white specks. Hence, adding the horizontal shift noise to q-th image as matrix $\mathbf{A}_q = \left(a_{uv}^{\langle q \rangle}\right)_{60 \times 80}$ changes its elements into the following. For $s_{\text{hor}}\left(\sigma_{\text{shift}}^{\langle k \rangle}\right) > 0$ these new elements are

$$\tilde{a}_{uv}^{\langle q \rangle}(k) = 1 \text{ for } u = \overline{1, 60} \text{ and } v = \overline{1, s_{\text{hor}}\left(\sigma_{\text{shift}}^{\langle k \rangle}\right)} \qquad (8)$$

by

$$\tilde{a}_{uv}^{\langle q \rangle}(k) = a_{ut}^{\langle q \rangle} \text{ at } t = v - s_{\text{hor}}\left(\sigma_{\text{shift}}^{\langle k \rangle}\right)$$

$$\text{for } u = \overline{1, 60} \text{ and } v = \overline{s_{\text{hor}}\left(\sigma_{\text{shift}}^{\langle k \rangle}\right) + 1, 80}. \qquad (9)$$

For $s_{\text{hor}}\left(\sigma_{\text{shift}}^{\langle k \rangle}\right) < 0$ new elements are

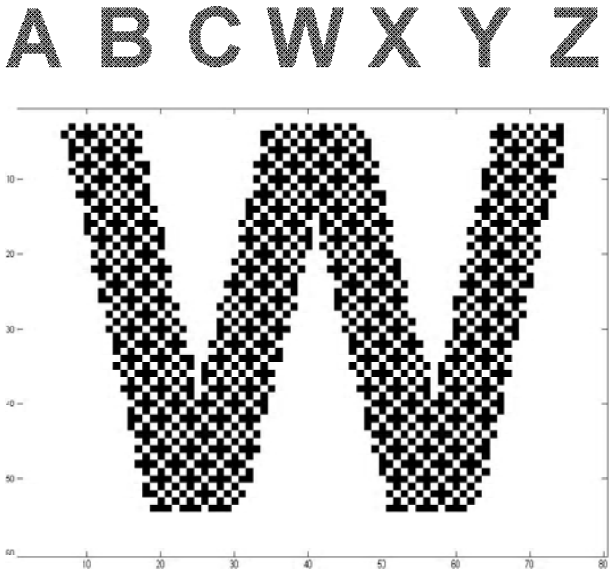


Fig. 3. Monochrome 60-by-80-images of letters, viewed as bitmap files, and the letter «W», viewed within MATLAB, where it can be seen that the letter black cast is sprinkled crosshatch-regularly with white specks

$$\tilde{a}_{uv}^{\langle q \rangle}(k) = a_{ut}^{\langle q \rangle} \text{ at } t = v - s_{\text{hor}}\left(\sigma_{\text{shift}}^{\langle k \rangle}\right)$$

$$\text{for } u = \overline{1, 60} \text{ and } v = \overline{1, 80 + s_{\text{hor}}\left(\sigma_{\text{shift}}^{\langle k \rangle}\right)} \qquad (10)$$

by

$$\tilde{a}_{uv}^{\langle q \rangle}(k) = 1 \text{ for}$$

$$u = \overline{1, 60} \text{ and } v = \overline{80 + s_{\text{hor}}\left(\sigma_{\text{shift}}^{\langle k \rangle}\right) + 1, 80}. \qquad (11)$$

Clearly, for $s_{\text{hor}}\left(\sigma_{\text{shift}}^{\langle k \rangle}\right) = 0$ the q-th image is not shifted horizontally:

$$\tilde{a}_{uv}^{\langle q \rangle}(k) = a_{uv}^{\langle q \rangle} \text{ for } u = \overline{1, 60} \text{ and } v = \overline{1, 80}. \qquad (12)$$

After that horizontal shift is accomplished, adding the vertical shift noise to the horizontally shifted q -th image as matrix $\tilde{\mathbf{A}}_q(k)=\left[\tilde{a}_{uv}^{\langle q\rangle}(k)\right]_{60\times 80}$ changes its elements into the following. For $s_{\text{ver}}\left(\sigma_{\text{shift}}^{\langle k\rangle}\right)>0$ these refreshed elements are

$$\tilde{\tilde{a}}_{uv}^{\langle q\rangle}(k)=\tilde{a}_{rv}^{\langle q\rangle}(k) \text{ at } r=u+s_{\text{ver}}\left(\sigma_{\text{shift}}^{\langle k\rangle}\right)$$

for $$u=\overline{1,\ 60-s_{\text{ver}}\left(\sigma_{\text{shift}}^{\langle k\rangle}\right)} \text{ and } v=\overline{1,\ 80} \qquad (13)$$

by

$$\tilde{\tilde{a}}_{uv}^{\langle q\rangle}(k)=1 \text{ for}$$

$$u=\overline{60-s_{\text{ver}}\left(\sigma_{\text{shift}}^{\langle k\rangle}\right)+1,\ 60} \text{ and } v=\overline{1,\ 80}. \qquad (14)$$

For $s_{\text{ver}}\left(\sigma_{\text{shift}}^{\langle k\rangle}\right)<0$ new elements are

$$\tilde{\tilde{a}}_{uv}^{\langle q\rangle}(k)=1 \text{ for } u=\overline{1,\ -s_{\text{ver}}\left(\sigma_{\text{shift}}^{\langle k\rangle}\right)} \text{ and } v=\overline{1,\ 80} \qquad (15)$$

by

$$\tilde{\tilde{a}}_{uv}^{\langle q\rangle}(k)=\tilde{a}_{rv}^{\langle q\rangle}(k) \text{ at } r=u+s_{\text{ver}}\left(\sigma_{\text{shift}}^{\langle k\rangle}\right)$$

for $$u=\overline{-s_{\text{ver}}\left(\sigma_{\text{shift}}^{\langle k\rangle}\right)+1,\ 60} \text{ and } v=\overline{1,\ 80}. \qquad (16)$$

Clearly, for $s_{\text{ver}}\left(\sigma_{\text{shift}}^{\langle k\rangle}\right)=0$ the q-th horizontally shifted image is not shifted vertically:

$$\tilde{\tilde{a}}_{uv}^{\langle q\rangle}(k)=\tilde{a}_{uv}^{\langle q\rangle}(k) \text{ for } u=\overline{1,\ 60} \text{ and } v=\overline{1,\ 80}. \qquad (17)$$

After all 26 images have become SNMI, each q-th image as matrix $\tilde{\tilde{\mathbf{A}}}_q(k)=\left[\tilde{\tilde{a}}_{uv}^{\langle q\rangle}(k)\right]_{60\times 80}$ is reshaped into 4800-length-column, $q=\overline{1,\ 26}$. Then the matrix $\mathbf{A}_{\text{shift}}^{\langle k\rangle}=\left[\tilde{\tilde{a}}_{jq}(k)\right]_{4800\times 26}$ of all 26 SNMI, reshaped into 26 columns, is included into the training set

$$\tilde{P}_{\text{train}}=\left\{\tilde{\mathbf{P}}_i\right\}_{i=1}^{C+F}=\left\{\left\{\mathbf{A}\right\}_{l=1}^{C},\ \left\{\mathbf{A}_{\text{shift}}^{\langle k\rangle}\right\}_{k=1}^{F}\right\} \qquad (18)$$

that feeds the input of 2LP, passing through 2LP with identifiers (4) for Q_{pass} times.

Once again, for setting the size of hidden layer of 2LP to 250 neurons at $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}=1$, $C=2, F=8$, $Q_{\text{pass}}=10$, and using the training MATLAB-function «traingda», the results of classifying SMI, when 2LP is trained with SNMI and batch-tested, still appear unsatisfactory (figure 4). However, now these results are much better than those ones, derived from 1000 batch testings of the PNMI-trained 2LP in figure 1. But the training process for SNMI is running very lingeringly. Besides, this process may frequently be non-convergent, where some performance goals aren't met, or minimum gradient is reached just after the first pass (in this case 2LP cannot be called the trained with SNMI). The results of the letter-by-letter testing of the SNMI-trained 2LP at some fixed standard deviation for (6) and (7) disclose the peculiar trend in distribution of recognition errors percentage over letters (figure 5), where letters «I» and «L» are the most recognizable, whereas letters «G», «K», «O», «R», «V» are classified wrong in every second case, roughly. The averaged recognition errors percentage, being lower than for the PNMI-trained 2LP, nonetheless remains high.

Having analyzed the performance of the SNMI-lingering-trained 2LP, there is a proposition to shorten the training process by modifying the type of noise. It is verisimilar that adding some pixel noise along with not increasing or lowering the shift intensity may relatively accelerate the training process of 2LP. Also it may decrease the recognition errors percentage. So, the following model is for making pixel-shift-noised monochrome images (PSNMI) to feed the input of 2LP, as neither PNMI-trained 2LP, nor SNMI-trained 2LP is the good classifier of SMI.

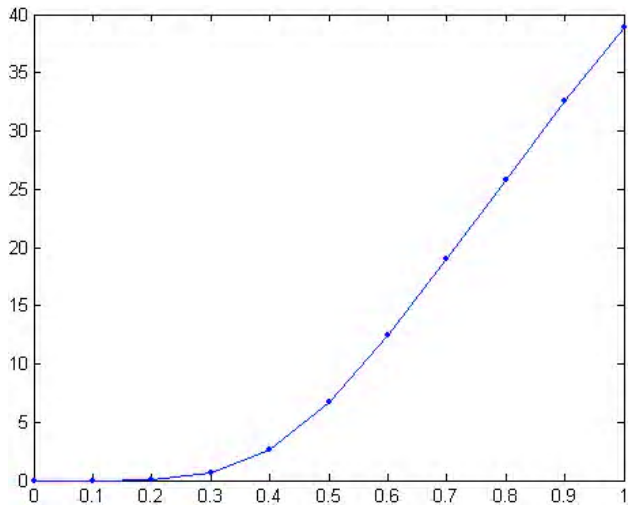


Fig. 4. Percentage of recognition errors p_{error} over standard deviation range $\left[0;\ \sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}\right]$ by 250 neurons in 2LP hidden layer and $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}=1$, $\sigma_{\text{pixel}}^{\langle\max\rangle}=0$ (derived from 1000 batch testings of the trained 2LP with SNMI by $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}=1$, $C=2$, $F=8$, $Q_{\text{pass}}=10$)

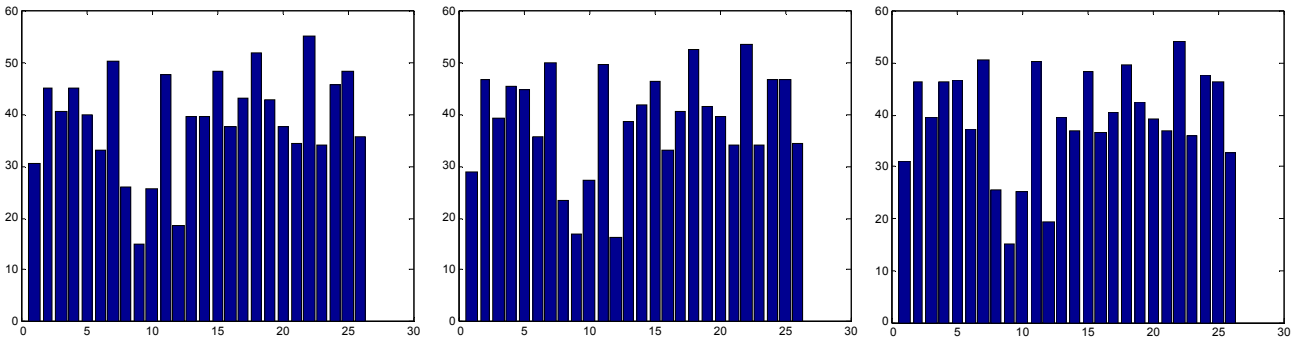


Fig. 5. Distributions of recognition errors percentage over letters at fixed standard deviation $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}=1$ for $\sigma_{\text{pixel}}^{\langle\max\rangle}=0$ (derived from 1000 testings of the SNMI-trained-and-loaded 2LP at $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}=1,\ C=2,\ F=8,\ Q_{\text{pass}}=10$)

MODEL OF PSNMI

The main principle in modeling PSNMI is that there firstly should be accomplished HPS (6) and VPS (7) for consecutive transformation of matrices $\left\{\mathbf{A}_q\right\}_{q=1}^{26}=\left\{\left[a_{uv}^{\langle q\rangle}\right]_{60\times 80}\right\}_{q=1}^{26}$ through $\left\{\tilde{\mathbf{A}}_q(k)\right\}_{q=1}^{26}=\left\{\left[\tilde{a}_{uv}^{\langle q\rangle}(k)\right]_{60\times 80}\right\}_{q=1}^{26}$ and $\left\{\tilde{\tilde{\mathbf{A}}}_q(k)\right\}_{q=1}^{26}=\left\{\left[\tilde{\tilde{a}}_{uv}^{\langle q\rangle}(k)\right]_{60\times 80}\right\}_{q=1}^{26}$ into the matrix $\mathbf{A}_{\text{shift}}^{\langle k\rangle}=\left[\tilde{\tilde{\bar{a}}}_{jq}(k)\right]_{4800\times 26}$ at k-th part of forming the set that feeds the input of 2LP by (5). With the matrix $\mathbf{A}_{\text{shift}}^{\langle k\rangle}$ there follows the model of PNMI (1), that is

$$\mathbf{A}_{\text{pixel-shift}}^{\langle k\rangle}=\mathbf{A}_{\text{shift}}^{\langle k\rangle}+\sigma_{\text{pixel}}^{\langle k\rangle}\cdot\boldsymbol{\Xi} \tag{19}$$

by (2) and (5). For PSNMI the input of 2LP is fed with the training set

$$\tilde{P}_{\text{train}}=\left\{\tilde{\mathbf{P}}_i\right\}_{i=1}^{C+F}=\left\{\left\{\mathbf{A}\right\}_{l=1}^{C},\ \left\{\mathbf{A}_{\text{pixel-shift}}^{\langle k\rangle}\right\}_{k=1}^{F}\right\} \tag{20}$$

of C replicas of undistorted images and pixel-shift-distorted images by the set of identifiers (4).

Let $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}=\sigma_{\text{pixel}}^{\langle\max\rangle}=1$. The training process under such relationship is pretty hard: there are needed many passes, lasting for great numbers of epochs; the weak convergence is very likely, and the hang-up is observed after first 20–30 passes are completed. That means that for covering the bad shift noise (shift noise of high intensity) the standard deviations $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}$ and $\sigma_{\text{pixel}}^{\langle\max\rangle}$ mustn't be equal. Truly, here pixel distortion should be either strengthened or loosened. Thus let $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}=1=\frac{2}{3}\sigma_{\text{pixel}}^{\langle\max\rangle}$. Unfortunately, under this ratio the training process has the same weak convergence, and its hopeless hang-up is observed after first 20–30 passes are completed. Moreover, if to vary the ratio between $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}$ and $\sigma_{\text{pixel}}^{\langle\max\rangle}$ by setting strictly $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}=1$ then the training process hangs for any $\sigma_{\text{pixel}}^{\langle\max\rangle}>0{,}5$. Letting $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}=1=2\sigma_{\text{pixel}}^{\langle\max\rangle}$, after having been trained with the set (20) for $Q_{\text{pass}}>100$, the PSNMI-trained 2LP produces yet higher performance, which is still unsatisfactory. For $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}=1=4\sigma_{\text{pixel}}^{\langle\max\rangle}$ and $Q_{\text{pass}}>150$, the PSNMI-trained 2LP produces yet higher performance than the SNMI-trained 2LP (figure 6) over standard deviation range $\left[0;\ \sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}\right]=[0;\ 1]$. Testing the PSNMI-trained 2LP for classifying SMI letter-by-letter at the highest noise intensity certifies it (figure 7).

Clearly that the greater Q_{pass} the lower p_{error} over standard deviation range $\left[0;\ \sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}\right]$ is, although it lingers the training process almost to the long while as it for the SNMI-trained 2LP is (and much longer). However, for the PSNMI-trained 2LP by $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}=4\sigma_{\text{pixel}}^{\langle\max\rangle}=1$ almost 30–40 passes performance goals are met, and 2LP can be trained with SNMI with many unmet performance goals. Letting standard deviations $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}$ and $\sigma_{\text{pixel}}^{\langle\max\rangle}$ be different from their relationship $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}=4\sigma_{\text{pixel}}^{\langle\max\rangle}=1$ may slightly change trends in figures 6 and 7, but upon the whole, the trained 2LP with PSNMI by $Q_{\text{pass}}=234$ is the good classifier of SMI, especially when the shift intensity is defined within standard deviation range $(0;\ 0{,}4]$. The averaged recognition errors percentage doesn't exceed 3,5 %, and this 2LP performs well in classifying shifted monochrome 60-by-80-images at maximal intensity shift noise, when HPS and VPS are about 10–20 pixels and $p_{\text{error}}\approx 15$ with nearly

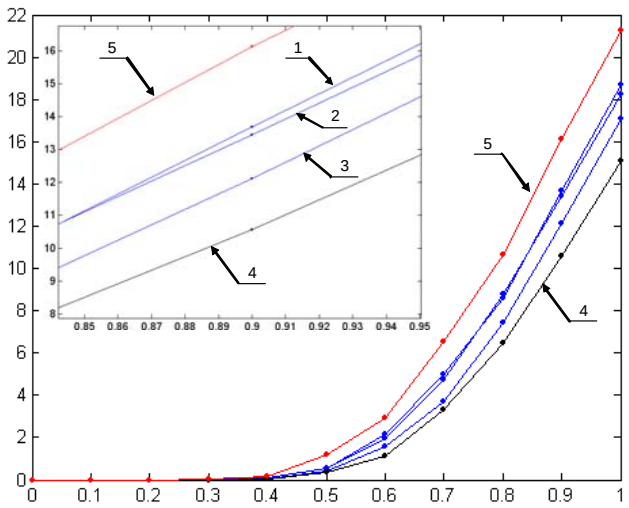


Fig. 6. Percentage of recognition errors p_{error} over standard deviation range $\left[0;\ \sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}\right]$ by 250 neurons in 2LP hidden layer and $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}=1,\ \sigma_{\text{pixel}}^{\langle\max\rangle}=0$: 1 – derived from 1000 batch testings of the trained 2LP with PSNMI by $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}=4\sigma_{\text{pixel}}^{\langle\max\rangle}=1,\ C=2,\ F=8,$ $Q_{\text{pass}}=175$ (total traintime is 278548 epochs); 2 – derived from 1000 batch testings of the trained 2LP with PSNMI by $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}=4\sigma_{\text{pixel}}^{\langle\max\rangle}=1,\ C=2,\ F=8,\ Q_{\text{pass}}=200$ (total traintime is 315134 epochs) 3 – derived from 1000 batch testings of the trained 2LP with PSNMI by $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}=4\sigma_{\text{pixel}}^{\langle\max\rangle}=1,\ C=2,\ F=8,\ Q_{\text{pass}}=225$ (total traintime is 329376 epochs); 4 – derived from 1000 batch testings of the trained 2LP with PSNMI by $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}=4\sigma_{\text{pixel}}^{\langle\max\rangle}=1,\ C=2,\ F=8,\ Q_{\text{pass}}=234$ (total traintime is 339971 epochs); 5 – derived from 1000 batch testings of the trained 2LP with SNMI by $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}=1,\ C=2,$ $F=8,\ Q_{\text{pass}}=100$ (total traintime is 229646 epochs)

every seventh letter is classified wrong (note that letter «I» is the most recognizable, but letter «D» is classified wrong in every fourth case).

CONCLUSION

Problems of classification of SMI are more widespread than problems of classifying PNMI. But the PSNMI-trained 2LP may classify SMI with pixel distortion successfully also, as the training set (20) contains modeled PNMI. The pattern for a monochrome 60-by-80-image, used here, is obviously not general. Nevertheless, the letter is just a model of image, wherewith 2LP can be tested for SMI classifier. And those tests proved that introducing the model of PNMI into the model of SNMI shortens the training process of 2LP and improves its performance in classifying SMI or SMI with pixel distortion. Hence, 2LP is capable to ensure high performance for SMI. There only stays the question of in what ratio standard deviations $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}$ and $\sigma_{\text{pixel}}^{\langle\max\rangle}$ should be taken, that is how badly SMI must be distorted to reach the optimal traintime and recognition errors percentage. This question will be examined in further investigations.

SPISOK LITERATURY

1. *Arulampalam, G.* A generalized feedforward neural network architecture for classification and regression / G. Arulampalam, A. Bouzerdoum // Neural Networks. – 2003. – Volume 16, Issues 5–6. – P. 561–568.
2. *Hagan, M. T.* Neural Networks for Control / M. T. Hagan, H. B. Demuth // Proceedings of the 1999 American Control Conference, San Diego, CA. – 1999. – P. 1642–1656.
3. *Benardos, P. G.* Optimizing feedforward artificial neural network architecture / P. G. Benardos, G.-C. Vosniakos // Engineering Applications of Artificial Intelligence. – 2007. – Volume 20, Issue 3. – P. 365–382.
4. *Hagan, M. T.* Training feedforward networks with the Marquardt algorithm / M. T. Hagan, M. B. Menhaj // IEEE Transactions on Neural Networks. – 1994. – Volume 5, Issue 6. – P. 989–993.
5. *Yu, C.* An efficient hidden layer training method for the multilayer perceptron / C. Yu, M. T. Manry, J. Li, P. L. Narasimha // Neurocomputing. – 2006. – Volume 70, Issues 1 – 3. – P. 525–535.

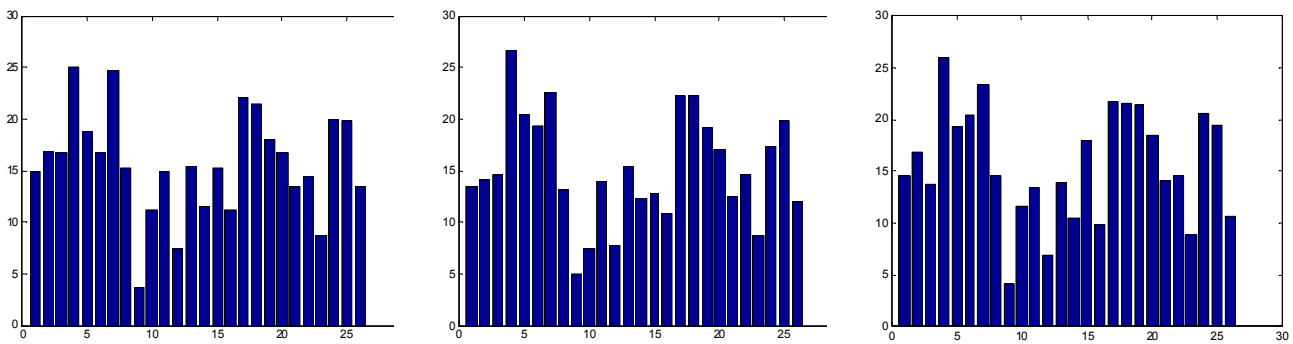


Fig. 7. Distributions of recognition errors percentage over letters at fixed standard deviation $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}=1$ for $\sigma_{\text{pixel}}^{\langle\max\rangle}=0$ (derived from 1000 testings of the PSNMI-trained-and-loaded 2LP at $\sigma_{\text{shift}}^{\langle\max\rangle}=4\sigma_{\text{pixel}}^{\langle\max\rangle}=1,\ C=2,\ F=8,\ Q_{\text{pass}}=234$)

6. *Fukushima, K.* Neocognitron: A self-organizing neural network model for a mechanism of pattern recognition unaffected by shift in position / K. Fukushima // Biological Cybernetics. – 1980. – Volume 36, Issue 4. – P. 193–202.
7. *Fukushima, K.* Neocognitron: A hierarchical neural network capable of visual pattern recognition / K. Fukushima // Neural Networks. – 1988. – Volume 1, Issue 2. – P. 119–130.
8. *Hagiwara, K.* Upper bound of the expected training error of neural network regression for a Gaussian noise sequence / K. Hagiwara, T. Hayasaka, N. Toda, S. Usui, K. Kuno // Neural Networks. – 2001. – Volume 14, Issue 10. – P. 1419–1429.
9. *Романюк, В. В.* Зависимость производительности нейросети с прямой связью с одним скрытым слоем нейронов от гладкости ее обучения на зашумленных копиях алфавита образов / В. В. Романюк // Вісник Хмельницького національного університету. Технічні науки. – 2013. – № 1. – С. 201–206.

Стаття надійшла до редакції 10.10.2013.

Романюк В. В.
Канд. техн. наук, доцент, Хмельницкий национальный университет, Украина

ВЫСОКАЯ ПРОИЗВОДИТЕЛЬНОСТЬ ДВУХСЛОЙНОГО ПЕРСЕПТРОНА В КЛАССИФИКАЦИИ МОНОХРОМНЫХ ИЗОБРАЖЕНИЙ ФОРМАТА 60-НА-80 СО СДВИГОМ НА ОСНОВЕ ОБУЧЕНИЯ ПО ИЗОБРАЖЕНИЯМ СО СДВИГОМ И ПИКСЕЛЬНЫМИ ИСКАЖЕНИЯМИ В НАБОРЕ ИЗ 26 АЛФАВИТНЫХ БУКВ

Рассматривается задача объектной классификации, где могут применяться неокогнитрон и многослойный персептрон. Поскольку неокогнитрон, решая практически любую задачу классификации, работает слишком медленно и затратно, то для распознавания монохромных изображений со сдвигом предлагается испробовать двухслойный персептрон, хотя он является быстродействующим только для монохромных изображений с пиксельными искажениями. Предложив набор оригинальных изображений из 26 монохромных изображений букв английского алфавита формата 60-на-80, формулируется задача выяснить, способен ли двухслойный персептрон обеспечить высокую производительность при классификации монохромных изображений со сдвигом. Соответственно обнаруживается, что двухслойный персептрон работает как хороший классификатор монохромных изображений со сдвигом, когда при обучении на его вход поступают обучающие выборки из изображений со сдвигом, пиксели которых искажены. Для этого, однако, может потребоваться больше проходов обучающих выборок через двухслойный персептрон, но тем не менее общее время обучения будет меньше, чем для обучения двухслойного персептрона лишь на монохромных изображениях со сдвигом без пиксельных искажений.

Ключевые слова: объектная классификация, неокогнитрон, персептрон, пиксельное искажение, сдвиг, монохромные изображения, монохромные изображения со сдвигом.

Романюк В. В.
Канд. техн. наук, доцент, Хмельницький національний університет, Україна

ВИСОКА ПРОДУКТИВНІСТЬ ДВОШАРОВОГО ПЕРСЕПТРОНУ В КЛАСИФІКАЦІЇ МОНОХРОМНИХ ЗОБРАЖЕНЬ ФОРМАТУ 60-НА-80 ЗІ ЗСУВОМ НА ОСНОВІ НАВЧАННЯ ПО ЗОБРАЖЕННЯМ ЗІ ЗСУВОМ ТА ПІСКЕЛЬНИМИ СПОТВОРЕННЯМИ У НАБОРІ З 26 АЛФАВІТНИХ ЛІТЕР

Розглядається задача об'єктної класифікації, де можуть застосовуватись неокогнітрон і багатошаровий персептрон. Оскільки неокогнітрон, розв'язуючи практично будь-яку задачу класифікації, працює занадто повільно і затратно, то для розпізнавання монохромних зображень зі зсувом пропонується випробувати двошаровий персептрон, хоча він є швидкодіючим тільки для монохромних зображень з піксельними спотвореннями. Запропонувавши набір оригінальних зображень з 26 монохромних зображень літер англійського алфавіту формату 60-на-80, формулюється задача вияснити, чи здатен двошаровий персептрон забезпечити високу продуктивність при класифікації монохромних зображень зі зсувом. Відповідно виявляється, що двошаровий персептрон працює як хороший класифікатор монохромних зображень зі зсувом, коли при навчанні на його вхід поступають навчальні вибірки зображень зі зсувом, пікселі яких спотворені. Для цього, однак, може знадобитись більше проходів навчальних вибірок через двошаровий персептрон, але тим не менше загальний час навчання буде меншим, ніж для навчання двошарового персептрону лише на монохромних зображеннях зі зсувом без піксельних спотворень.

Ключові слова: об'єктна класифікація, неокогнітрон, персептрон, піксельне спотворення, зсув, монохромні зображення, монохромні зображення зі зсувом.

REFERENCES

1. Arulampalam G., Bouzerdoum A. A generalized feedforward neural network architecture for classification and regression, *Neural Networks*, 2003, Vol. 16, Iss. 5–6, pp. 561–568.
2. Hagan M. T., Demuth H. B. Neural Networks for Control, *Proceedings of the 1999 American Control Conference*, San Diego, CA, 1999, pp. 1642–1656.
3. Benardos P. G., Vosniakos G.-C. Optimizing feedforward artificial neural network architecture, *Engineering Applications of Artificial Intelligence*, 2007, Vol. 20, Iss. 3, pp. 365–382.
4. Hagan M. T., Menhaj M. B. Training feedforward networks with the Marquardt algorithm, *IEEE Transactions on Neural Networks*, 1994, Vol. 5, Iss. 6, pp. 989–993.
5. Yu C., Manry M. T., Li J., Narasimha P. L. An efficient hidden layer training method for the multilayer perceptron, *Neurocomputing*, 2006, Vol. 70, Iss. 1 – 3, pp. 525–535.
6. Fukushima K. Neocognitron: A self-organizing neural network model for a mechanism of pattern recognition unaffected by shift in position, *Biological Cybernetics*, 1980, Vol. 36, Iss. 4, pp. 193–202.
7. Fukushima K. Neocognitron: A hierarchical neural network capable of visual pattern recognition, *Neural Networks*, 1988, Vol. 1, Iss. 2, pp. 119–130.
8. Hagiwara K., Hayasaka T., Toda N., Usui S., Kuno K. Upper bound of the expected training error of neural network regression for a Gaussian noise sequence, *Neural Networks*, 2001, Vol. 14, Iss, 10, pp. 1419–1429.
9. Romanuke V. V. Dependence of performance of feed-forward neuronet with single hidden layer of neurons against its training smoothness on noised replicas of pattern alphabet, *Bulletin of Khmelnitskiy National University. Technical Sciences*, 2013, No. 1, pp. 201–206.

UDC 519.7:004.8

Shafronenko A.[1], Pliss I.[2], Bodyanskiy Ye.[3]

[1]Ph. D. student in Artificial Intelligence, Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, E-mail: alinashafronenko@gmail.com
[2]Ph.D. (Candidate of Technical Science), Leading Researcher, Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine
[3]Professor, Dr.-Ing. habil., Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine

THE EVOLVING ADAPTIVE NEURAL NETWORK FOR DATA PROCESSING WITH MISSING OBSERVATIONS

The problem of computational intelligence systems synthesis in on-line mode, capable for processing stochastic signals with missing observations in the data is considered. An adaptive approach based on using of orthogonal polynomials is developed.

Keywords: neural network, orthogonal polynomials, Chebyshev polynomials, incomplete data with missing observations.

INTRODUCTION

Artificial neural networks, neuro-fuzzy systems, hybrid systems of computational intelligence currently are widespread for solving data processing problems, Data Mining, prediction, identification and control of nonlinear stochastic and chaotic objects and systems [1–5].

The most attractive properties of these systems are their universal approximation properties and learning ability, usually understood as a possibility of tuning the parameters by optimizing some quality criterion (objective function, learning criterion). In a wider sense, it is possible to configure the system architecture too. Currently, there exist number of approaches, but the most widely used is so-called constructive approach in which the system of computational intelligence, starting with the simplest architecture, gradually increasing its complexity and at the same time tuning their parameters to achieve the desired quality of the solution. This approach has formed a new direction in computational intelligence, known as evolving systems [6, 7]. At the same time, most of these systems process information in a batch mode, which makes them difficult to use in cases where the data for processing are fed in on-line mode in the form of time series.

In many practical applications involving the processing of sequences of real data, there exists situation when some observations of the controlled time series, for whatever reasons, are missing (lost). It is understood that for the normal operation of the neural network or a hybrid system, these missing data must somehow be restored. The problem of restoring the missing values has received sufficient attention [8–10], in this case as the most effective are neural networks [11–14]. However, the known approaches for restoration of missing values in time series are effective only in cases when the whole data set is given a priori, the amount of missing values is known, and the time series has a fixed number of observations. It is natural that in problems where data are fed for processing in real time, the number of missing values is unknown beforehand and the sequence has nonstationary character, the known approaches are ineffective.

So, the problem of synthesis of computational intelligence systems in on-line mode, capable for processing stochastic signals with missing observation in the data is interesting and useful.

SEQUENTIAL RESTORATION OF MISSING OBSERVATIONS IN THE TIME SERIES

The proposed approach is based on the use of classical orthogonal polynomials [15] and first of all Chebyshev polynomials (T-systems) [16, 17], that have a number of good properties in terms of the approximation problem using quadratic criterion [16].

Generally Chebyshev polynomials can be compactly represented using trigonometric functions

$$T_l(x) = \cos(l \arccos x), \quad x \in [-1,1], \quad l = 0,1,2,.... \tag{1}$$

or using recurrent relation

$$T_l(x) = 2xT_{l-1}(x) - T_{l-2}(x). \tag{2}$$

In some situations it is easier to solve the problem in the interval $x \in [0,1]$, which can be used with biased Chebyshev polynomials:

$$T_l^B(x) = T_l(2x-1), \tag{3}$$

$$T_l^B(x) = (4x-2)T_{l-1}^B(x) - T_{l-2}^B(x). \tag{4}$$

It is also easy to write biased polynomials for any interval $x \in [x_{\min}, x_{\max}]$.

To approximate arbitrary function of a scalar argument $y = f(x)$ given on a set of nodes $x_1, x_2, ..., x_N$; $y_1, y_2, ... y_N$, let us transform the original data using simple relations

$$\tilde{x}_k = 2\frac{x_k - x_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}} - 1;$$

$$\tilde{y}_k = 2\frac{y_k - y_{\min}}{y_{\max} - y_{\min}} - 1, \quad k = 1,2,...,N$$

© Shafronenko A., Pliss I., Bodyanskiy Ye., 2013

for the polynomials (1), (2) and

$$\tilde{x}_k = \frac{x_k - x_{\min}}{x_{\max} - x_{\min}}; \ \tilde{y}_k = \frac{y_k - y_{\min}}{y_{\max} - y_{\min}}, \ k = 1, 2, ..., N$$

for (3), (4) and write approximating T-system as

$$T_h^{\Sigma}(\tilde{x}) = \sum_{l=0}^{h} w_l T_l(\tilde{x}),$$

whose parameters w_l are determined by the simple relation

$$w_l = \frac{\sum_{k=1}^{N} \tilde{y}_k T_l(\tilde{x}_k)}{\sum_{k=1}^{N} T_l^2(\tilde{x}_k)},$$

with conditions of orthogonality.

It is easy to see that these expressions are standard estimates of least squares. The values $T_l(\tilde{x}_k)$ are calculated using the recurrent relations

$$T_0(\tilde{x}_k) = \tilde{x}_k - b_1,$$

$$T_l(\tilde{x}_k) = (\tilde{x}_k - b_l)T_{l-1}(\tilde{x}_k) - a_l T_{l-2}(\tilde{x}_k),$$

$$a_l = \frac{\sum_{k=1}^{N} \tilde{x}_k^{l-1} T_{l-1}(\tilde{x}_k)}{\sum_{k=1}^{N} \tilde{x}_k^{l-2} T_{l-2}(\tilde{x}_k)},$$

$$b_l = \frac{\sum_{k=1}^{N} \tilde{x}_k^{l} T_{l-1}(\tilde{x}_1)}{\sum_{k=1}^{N} \tilde{x}_k^{l-1} T_{l-1}(\tilde{x}_k)} - \frac{\sum_{k=1}^{N} \tilde{x}_k^{l-1} T_{l-2}(\tilde{x}_k)}{\sum_{k=1}^{N} \tilde{x}_k^{l-2} T_{l-2}(\tilde{x}_k)},$$

and achievable accuracy of approximation – based on the variance

$$\sigma_h^2 = \sigma_{h-1}^2 - w_h^2 \sum_{k=1}^{N} \tilde{x}_k^h T_h(\tilde{x}_k),$$

$$\sigma_0^2 = \sum_{k=1}^{N} \tilde{y}_k^2 - \frac{1}{N}\left(\sum_{k=1}^{N} \tilde{y}_k\right)^2.$$

Next, consider the time series $\tilde{x}_k$, $k = 1, 2, ..., N$ and introduce approximating T-system

$$T_h^{\Sigma}(k) = \sum_{l=0}^{h} w_l T_l(k), \tag{5}$$

but in this case, we assume that at some moments in the discrete time k measuremens or have not been done or lost.

Let's introduce two subsets: $X_P = \{\tilde{x}_k, k\}$, that contains $N_P \le N$ available observations and $X_G = \{k\}$, contains moments with missing observations.

Then the coefficients of the approximating polynomial can be calculated using the following relations:

$$w_l = \frac{\sum_{\substack{k=1 \\ k \in X_P}}^{N} \tilde{x}_k T_{lN}(k)}{\sum_{\substack{k=1 \\ k \in X_P}}^{N} T_{lN}^2(k)},$$

$$w_0 = \frac{1}{N_P} \sum_{\substack{k=1 \\ k \in X_P}}^{N} \tilde{x}_k,$$

where index N in T_{lN} means that the corresponding polynomials are orthogonal on the interval $k \in [1, N]$.

After this it is easy to restore the missing observations in the form

$$\hat{x}_k = \sum_{l=0}^{h} w_l T_{lN}(k) \ \ \forall k \in X_G.$$

Combining the available ($\tilde{x}_k \in X_P$) and restored ($\hat{x}_k \in X_G$) values of the time series, it's possible to form a sequence containing all N values, referred $\hat{x}_1, \hat{x}_2, ..., \hat{x}_N$.

Next, let's introduce the parameter vector $w = (w_0, w_1, ..., w_h)^T$ and T-system of orthogonal polynomials $T_N(k) = (T_{0N}(k), T_{1N}(k), ..., T_{hN}(k))^T$ and rewrite (5) in vector form

$$T_h^{\Sigma}(k) = w^T T_N(k),$$

where vector w is calculated by the standard method of least squares

$$w(N) = \left(\sum_{\substack{k=1 \\ k \in X_P}}^{N} T_N(k) T_N^T(k) \right)^{-1} \sum_{\substack{k=1 \\ k \in X_P}}^{N} T_N(k) \tilde{x}_k =$$

$$= P(N) \sum_{\substack{k=1 \\ k \in X_P}}^{N} T_N(k) \tilde{x}_k. \tag{6}$$

After that we can finally write

$$\begin{cases} \hat{x}_k = w^T(N) T_N(k) \forall k \in X_G, \\ \hat{x}_k = \tilde{x}_k \forall k \in X_P. \end{cases} \tag{7}$$

Using relations (6) and (7) processing is realized in batch mode for a fixed number of points N. If the data are fed to the processing sequentially we have to organize on-line data processing. In [17] for this purpose it was proposed to use recurrent least-squares method in the form

$$\begin{cases} w(N) = w(N-1) + \dfrac{P(N-1)(\tilde{x}_N - w^T(N-1)T_N(N))}{1+T_N^T(N)P(N-1)T_N(N)} T_N(N), \\ P(N) = P(N-1) - \dfrac{P(N-1)T_N(N)T_N^T(N)P(N-1)}{1+T_N^T(N)P(N-1)T_N(N)}, \end{cases} \quad (8)$$

but it should be noted that with the arrival of the new $(N+1)$-th observation $\tilde{x}_{N+1}$, the structure of the approximating polynomials essentially changes, so that $T_N(k) \neq T_{N+1}(k)$. It is clear that this fact significantly complicates the realization of on-line processing. To keep the structure of the approximating polynomials, we can organize data processing on a sliding window s, with at each moment k, we will use the computer time $\tilde{k} = 1, 2, ..., s$, connected with real time so that the calculations are provided only in moments $k-s+1$, $k-s+2, ..., k$,

$$\begin{cases} T_{0s}(\tilde{k}) = \dfrac{1}{\sqrt{s}}, \\ T_{1s}(\tilde{k}) = \sqrt{\dfrac{3}{s(s^2-1)}}(2\tilde{k}-s-1), \\ T_{ls}(\tilde{k}) = (a_l\tilde{k}+b_l)T_{l-1,s}(\tilde{k}) - c_l T_{l-2,s}(\tilde{k}), l = 2,3,...,h, \\ a_l = \dfrac{2}{l}\sqrt{\dfrac{d_l(d_l-2)}{g_l}}, \\ b_l = -\dfrac{s+1}{l}\sqrt{\dfrac{d_l(d_l-2)}{g_l}} = -\dfrac{s+1}{2}a_l, \\ c_l = \dfrac{l-1}{l}\sqrt{\dfrac{d_l(d_l+g_l-2)}{(d_l-4)g_l}}, \\ d_l = 2l+1, \\ g_l = s^2 - l^2. \end{cases} \quad (9)$$

Then the estimate of type (6) with the fixed structure of the polynomials $T_s(N)$ can be written as

$$w_s(N) = \left(\sum_{\substack{\tilde{k}=1, \\ k=N-s+1 \\ k\in X_P}}^{s,N} T_s(\tilde{k})T_s^T(\tilde{k}) \right)^{-1} \sum_{\substack{\tilde{k}=1, \\ k=N-s+1 \\ k\in X_P}}^{s,N} T_s(\tilde{k})\tilde{x}_k =$$

$$= P_s(N) \sum_{\substack{\tilde{k}=1, \\ k=N-s+1 \\ k\in X_P}}^{s,N} T_s(\tilde{k})T_s^T(\tilde{k}) \quad (10)$$

and estimates of missing observations

$$\hat{x}_k = \hat{x}_{\tilde{k}} = w_s^T(N)T_s(\tilde{k}) \quad \forall k \in X_G.$$

Implementation of the described approach is very convenient with the apparatus of artificial neural networks using ortho-synapse [18], shown in Fig. 1 and trained by the algorithm (10). Ortho-synapse on the structure coincides with the nonlinear synapse of neo-fuzzy neuron [19, 20], but instead of the membership functions it contains the orthogonal activation functions T_{ls}, making the learning process easier and quicker. It is also important that due to using of a sliding window, these activation functions are not changed in the learning process. The value of the sliding window is selected from empirical considerations $s \geq h+1$. Thus if approximating sequence is nonstationary, the value should not significantly exceed the number of parameter estimates.

ARCHITECTURE OF ORTHOGONAL NEURAL NETWORK

Using orthogonal polynomials as activation functions leads to the creation of a whole group of orthogonal neural networks [21–29] possessing good approximating properties and high speed learning of synaptic weights. In [30–33] growing orthogonal networks based on the ortho-synapses and ortho-neurons have been proposed [18]. These networks are characterized by simplicity of learning of synaptic weights and architecture.

Fig. 2 shows the architecture of orthogonal neural network for data processing with the lost observations that implements a nonlinear mapping

$$\hat{y}_k = \hat{f}(\hat{x}_k) = \sum_{i=1}^{n}\sum_{l=0}^{h} w_{li}T_{li}(\hat{x}_{ki}), \quad (11)$$

where $k = 1, 2, ...$ – current discrete time, w_{li} – tuned synaptic weights, $T_{li}(\bullet)$ – l-th orthogonal activation function of the type (1) or (3) for the input signal $\hat{x}_{ki}$, $i = 1, 2, ..., n$.

At the zero (receptive) layer of the network series of observations $\tilde{x}_{ki}$ containing a priori unknown number of missing values are fed. Note also that the external training signal $\tilde{y}_k$ also can contain gaps.

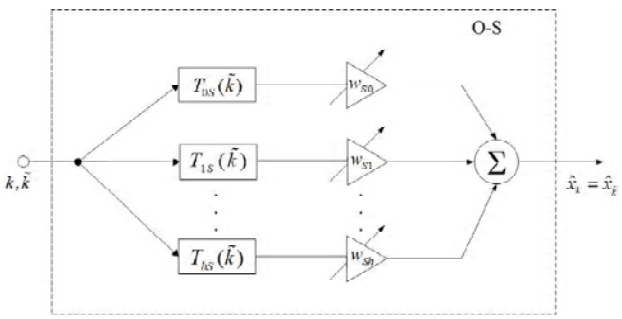


Fig. 1. Ortho-synapse

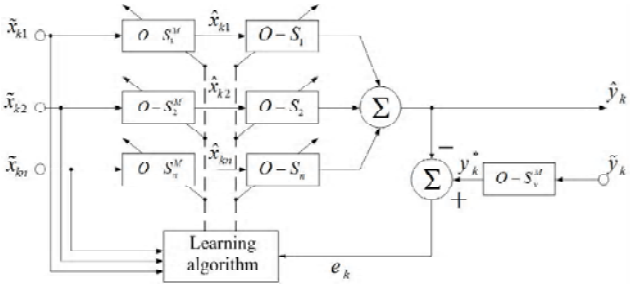


Fig. 2. The orthogonal neural network for data processing with the lost observations

The first hidden layer of the network is formed by n ortho-synapses $O-S_i^M$ and serves to restore missing observations.

The same function for the reference training signal $\tilde{y}_k$ performs ortho synapse $O-S_y^M$. As a result, in on-line mode the time series formed us $\hat{x}_{ki}, y_k^*$. The output layer is formed by ortho-neuron that coincides with the architecture of neo-fuzzy neuron, but with orthogonal activation functions instead of the usual membership functions. Error

$$e_k = y_k^* - \hat{y}_k$$

is used by learning algorithm to tune both the weights and architecture.

The present architecture contains $2n+1$ ortho-synapses and $(h+1)(2n+1)$ synaptic weights to be estimated at the same time it is very important that the output signal $\hat{y}_k$ depends linearly on the weights.

SYNAPTIC ADAPTATION

Let's introduce the standard criterion of learning

$$E_k = \sum_{k=1}^{N} e_k^2 = \sum_{k=1}^{N}\left(y_k^* - \sum_{i=1}^{n}\sum_{l=0}^{h} w_{li} T_{li}(\hat{x}_{ki}) \right)^2,$$

$(h+1)n\times 1$ – vectors of activation functions $T(\hat{x}_k) = (T_{01}(\hat{x}_{k1}),\ T_{11}(\hat{x}_{k1}),...T_{h1}(\hat{x}_{k1}),$

$$T_{02}(\hat{x}_{k2}),...,T_{h2}(\hat{x}_{k2}),...,T_{hn}(\hat{x}_{kn}))^T =$$

$$= (T_1^T(\hat{x}_{k1}), T_2^T(\hat{x}_{k2}),...,T_n^T(\hat{x}_{kn}))^T$$

and synaptic weights

$w = (w_{01}, w_{11},..., w_{h1}, w_{02}, w_{h2}..., w_{hn})^T = (w_1^T, w_2^T,..., w_n^T)^T$

and rewrite the output network (11) in a compact form

$$\hat{y}_k = w^T T(\hat{x}_k) = \sum_{i=1}^{N} w_i^T T_i(\hat{x}_k). \qquad (12)$$

To tune the vector of synaptic weights w in a sequential mode it's possible to use a recurrent least squares method (8) processing non-stationary signals is using adaptive procedures that have tracking properties, such as the same method of least squares on the sliding window, which in this situation, can be written as

$$\begin{cases} \tilde{w}(N) = w(N-1) + \dfrac{P(N-1)(y_N^* - w^T(N-1)T(\hat{x}_N))}{1+T^T(\hat{x}_N)P(N-1)T(\hat{x}_N)} T(\hat{x}_N), \\ \tilde{P}(N) = P(N-1) - \dfrac{P(N-1)T(\hat{x}_N)T^T(\hat{x}_N)P(N-1)}{1+T^T(\hat{x}_N)P(N-1)T(\hat{x}_N)}, \\ P(N) = \tilde{P}(N) + \dfrac{\tilde{P}(N)T(\hat{x}_{N-s})T^T(\hat{x}_{N-s})\tilde{P}(N)}{1-T^T(\hat{x}_{N-s})\tilde{P}(N)T(\hat{x}_{N-s})}, \\ w(N) = \tilde{w}(N) - \dfrac{\tilde{P}(N)(y_{N-s}^* - \tilde{w}^T(N)T(\hat{x}_{N-s}))}{1-T^T(\hat{x}_{N-s})\tilde{P}(N)T(\hat{x}_{N-s})} T(\hat{x}_{N-s}) \end{cases} \qquad (13)$$

or

$$w(N) = \left(\sum_{k=N-s+1}^{N} T(\hat{x}_k)T^T(\hat{x}_k \right)^{-1} \sum_{k=N-s+1}^{N} T(\hat{x}_k) y_k^* =$$

$$= P_s(N) \sum_{k=N-s+1}^{N} T(\hat{x}_k) y_k^*, \qquad (14)$$

thus, due to the diagonality of matrix $P_s(N)$ calculation of estimation (14) even at large n and h does not cause difficulty.

ARCHITECTURAL ADAPTATION

The number of activation functions $h+1$ in each ortho-synapse $O-S_i$ of output layer is chosen rather arbitrarily, so if it is found that the synthesized neural network does not provide the required quality of the information processing, the number of these functions can be increased (or decreased, if necessary) in on-line mode directly in the learning process. Thus network evolutionary properties by adapting the structure, due to orthogonality with activation functions for the calculated correction synaptic weights made simply.

Suppose that at the instant $N = N^*$ it was decided that each ortho-synapse $O-S_i$ need to add an activation function $T_{h+1,i}$ so that to the network should be introduced n additional synaptic weights $w_{h+1,i}$.

The estimate $w(N)$ (14) should be corrected in this situation as follows:

$$w^*(N)=\left(\begin{array}{c|c}\sum\limits_{k=N-s+1}^{N} T(\hat{x}_k)T^T(\hat{x}_k) & R_{l,h+1}(\hat{x}_k)\\ \hline R^T_{l,h+1}(\hat{x}_k) & R_{h+1,h+1}(\hat{x}_k)\end{array}\right)^{-1}\times$$

$$\times\left(\begin{array}{c}\sum\limits_{k=N-s+1}^{N} T(\hat{x}_k)y^*_k\\ \hline r_{h+1}(\hat{x}_k)\end{array}\right), \qquad (15)$$

where $((h+1)n\times n)$-matrix $R_{l,h+1}(\hat{x}_k)$ formed by elements $\sum\limits_{k=N-s+1}^{N} T_{li}(\hat{x}_{ki})T_{h+1,j}(\hat{x}_{kj})$, $l=0,1,...,h$; $i=1,2,...,n$; $j=1,2,...,n$; $(n\times n)$-matrix $R_{h+1,h+1}(\hat{x}_k)$ – formed by elements $\sum\limits_{k=N-s+1}^{N} T_{h+1,i}(\hat{x}_{ki})T_{h+1,j}(\hat{x}_{kj})$; $(n\times 1)$ – the column $r_{h+1,i}(\hat{x}_{ki})$ – formed by elements $\sum\limits_{k=N-s+1}^{N} T_{h+1,i}(\hat{x}_{ki})y^*_k$.

Applying the Frobenius formula, estimate (15) can be rewritten as

$$w^*(N)=\left(\begin{array}{c|c}P_s(N)+P_s(N)R_{l,h+1}(\hat{x}_k)H^{-1}(\hat{x}_k)R^T_{l,h+1}(\hat{x}_k)P_s(N) & -P_s(N)R_{l,h+1}(\hat{x}_k)H^{-1}(\hat{x}_k)\\ \hline -H^{-1}(\hat{x}_k)R_{l,h+1}(\hat{x}_k)P_s(N) & H^{-1}(\hat{x}_k)\end{array}\right)\times$$

$$\times\left(\begin{array}{c}\sum\limits_{k=N-s+1}^{N} T(\hat{x}_k)y^*_k\\ \hline r_{h+1}(\hat{x}_k)\end{array}\right)=\left(\begin{array}{c}w(N)+P_s(N)R_{l,h+1}(\hat{x}_k)H^{-1}(\hat{x}_k)R^T_{l,h+1}(\hat{x}_k)w(N)-P_s(N)R_{l,h+1}(\hat{x}_k)H^{-1}(\hat{x}_k)r_{h+1}(\hat{x}_k)\\ \hline -H^{-1}(\hat{x}_k)R^T_{l,h+1}(\hat{x}_k)w(N)+H^{-1}(\hat{x}_k)r_{h+1}(\hat{x}_k)\end{array}\right),$$

where

$$H^{-1}(\hat{x}_k)=R^{-1}_{h+1,h+1}(\hat{x}_k)-R^T_{l,h+1}(\hat{x}_k)P_s(N)R_{l,h+1}(\hat{x}_k).$$

It's obvious that architectural adaptation is more difficult than synaptic. The possibility of its implementation in on-line mode, by using of orthogonal activation functions, can achieve the required approximating properties in the learning process.

CONCLUSION

The evolving neural network that due to using orthogonal activation functions tunes the synaptic weights and structure in the learning process is proposed. Another important feature of the proposed network is connected with the possibility to process in on-line mode information, spoiled by missing values in the data. The neural network under consideration is characterized by high speed and can to process distorted nonlinear nonstationary stochastic and chaotic signals in real time.

SPISOK LITERATURY

1. *Jang, J.-S.* Neuro-Fuzzy and Soft Computing: A Computational Approach to Learning and Machine Intelligence / J.-S. Jang, C.-T. Sun, E. Mizutani. – Upper Saddle River : Prentice Hall, 1997. – 640 p.
2. *Haykin, S.* Neural Networks. A Comprehensive Foundation / S. Haykin. – Upper Saddle River : Prentice Hall, 1999. – 842 p.
3. *Nelles, O.* Nonlinear System Identification / O. Nelles. – Berlin : Springer, 2001. – 585 p.
4. *Rutkowska, D.* Neuro-Fuzzy Architectures and Hybrid Learning / D. Rutkowska. – Berlin : Springer, 2002. – 288 p.
5. *Rutkowski, L.* Computational Intelligence. Methods and Techniques / L. Rutkowski. – Berlin-Heidelberg : Springer-Verlag, 2008. – 514 p.
6. *Kasabov, N.* Evolving Connectionist Systems / N. Kasabov. – London : Springer-Verlag, 2003. – 307 p.
7. *Lughofer, E.* Evolving Fuzzy Systems – Methodologies, Advanced Concepts and Applications / E. Lughofer. – Berlin-Heidelberg : Springer-Verlag, 2011. – 454 p.
8. *Загоруйко, Н. Г.* Эмпирические предсказания / Н. Г. Загоруйко. – Новосибирск : Наука, 1979. – 120 с.
9. *Han, J.* Data Mining : Concepts and Techniques / J. Han, M. Kamber. – Amsterdam : Morgan Kaufman Publ., 2006. – 743 p.
10. *Gorban, A.* Principal Manifolds for Data Visualization and Dimension Reduction / A. Gorban, B. Kegl, B. Wunch, A. Zinovyev (Eds.). – LNCS. – V. 58. – Berlin-Heidelberg. – New York : Springer, 2007. – 330 p.
11. *Bishop, C. M.* Neural Networks for Pattern Recognition. – Oxford : Clarendon Press, 1995. – 482 p.
12. *Gorban, A. N.* Neural network modeling of data with gaps / A. N. Gorban, A. A. Rossiev, D. C. Wunch II // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2000. – No. 1 (3). – С. 47–55.

13. *Tkacz, M.* Artificial neural networks in incomplete data sets processing / In: Eds. M. A. Klopotek, S. T. Wierzchon, K. Trojanowski Intelligent Information Processing and Web Mining. – Berlin-Heidelberg: Springer-Verlag, 2005. – P. 577–583.
14. *Marwala, T.* Computational Intelligence for Missing Data Imputation, Estimation, and Management: Knowledge Optimization Techniques. Hershey-New York : Information Science Reference, 2009. – P. 303.
15. *Суетин, П. К.* Классические ортогональные многочлены / *П. К. Суетин.* – М. : Наука, 1976. – 328 с.
16. *Karlin, S.* Tchebycheff Systems with Applications in Analysis and Statistics / S. Karlin, W. J. Studden. – N. Y. – London – Sydney : Interscience Publishes, 1966. – 586 p.
17. *Семесенко, М. П.* Методы обработки и анализа измерений в научных исследованиях. – Киев-Донецк : Вища школа, 1983. – 240 с.
18. Бодянский Е. В. Ортосинапс, ортонейроны и нейропредиктор на их основе / Е. В. Бодянский, Е. А. Викторов, А. Н. Слипченко // Системи обробки інформації. – 2007. – Вип. 4 (62). – С. 139–143.
19. *Uchino, E.* Soft computing based signal prediction, restoration and filtering / E. Uchino, T. Yamakawa Ed. Da Ruan «Intelligent Hybrid Systems: Fuzzy Logic, Neural Networks and Genetic Algorithms». – Boston : Kluwer Academic Publisher, 1997. – P. 331–349.
20. *Miki, T.* Analog implementation of neo-fuzzy neuron and its on-board learning / T. Miki, T. Yamakowa Ed. N. E. Mastorakis «Computational Intelligence and Applications». – Piraeus : WSES Press, 1999. – P. 144–149.
21. *Yang, S.-S.* An orthonormal neural network for function approximation / S.-S. Yang, C.- S. Tseng // IEEE Trans. on Syst., Man, and Cybern. – 1996. – No. 10. – P. 779–784.
22. *Lee, T. T.* The Chebychev polynomial-based unified model neural networks for functional approximation / T. T. Lee, J. T. Jeng // IEEE Trans. on Syst., Man, and Cybern. – 1998. – Vol. 28, No. 12. – P. 925–935.
23. *Andras, P.* Orthogonal RBF neural network approximation / P. Andras // Neural Prossesing Letters. – 1999. – Vol. 9, No. 2. – P. 141–151.
24. *Chien F. Sh.* Properties and performance of orthogonal neural network in function approximation / F. Sh. Chien, Ch.-Ch. Tseng, Ch.-S. Chen // Int. J. Intelligent Systems. – 2001. – Vol. 16. – P. 1377–1392.
25. *Patra, J. C.* Nonlinear dynamic system identification using Chebyshev functional link artificial neural networks / J. C. Patra, A. C. Kot // IEEE Trans. on Syst., Man, and Cybern. – 2002. –Vol. 32, No. 4. – P. 505–511.
26. *Bodyanskiy, Ye.* Artificial neural network with orthogonal activation functions for dynamic system identification / Ye. Bodyanskiy, V. Kolodyazhniy, O. Slipchenko Eds. by O. Sawodny, P. Scharff «Sinergies between Information Processing and Automation». – Aachen : Shaker-Verlag, 2004. – P. 122–127.
27. *Statiak, B.* Fast orthogonal neural network / B. Statiak, M. Yatsymirskyy // Artificial Intelligence and Soft Computing. – 2006. –No. 4029. – P. 142–149.
28. *Rodriguez, N.* Orthogonal neural network based prediction for OFDM systems / N. Rodriguez, C. Cubillos // Proc. Electronics, Robust, and Automotive Mechanics Conf., 2007. – P. 225–228.
29. *Hongwei, W.* Tracking control of robot manipulators based on orthogonal neural network / W. Hongwei, Yu. Shuanghe // Int. J. Modeling, Identification, and Control. – 2010. – No. 11 (1–2). – P. 130–136.
30. *Bodyanskiy, Ye.* Structural and synaptic adaptation in the artificial neural networks with orthogonal activation functions / Ye. Bodyanskiy, V. Kolodyazhniy, O. Slipchenko // Sci. Proc. of Riga Technical University. Comp. Sci., Inf. Technology and Management Sci. – 2004. – No. 20. – P. 69–76.
31. *Bodyanskiy, Ye.* Ontogenic neural networks using orthogonal activation functions / Ye. Bodyanskiy, O. Slipchenko // Prace naukowe Akademii Ekonomiczney we Wroclawiu. – 2006. – No. 21. – P. 13–20.
32. *Bodyanskiy, Ye.* Growing neural networks using nonconventional activation functions / Ye. Bodyanskiy, I. Pliss, O. Slipchenko // Int. J. Information Theories & Applications. – 2007. – Vol. 14, No. 3. – P. 275.
33. *Bodyanskiy, Ye.* The cascade orthogonal neural network / Ye. Bodyanskiy, A. Dolotov, I. Pliss, Ye. Victorov // In «Advanced Research in Artificial Intelligence». – Vol. 2. – Sofia : FOI ITHEA, 2008. – P. 13–20.

Стаття надійшла до редакції 16.10.2013.

Шафроненко А.[1], Плісс І.[2], Бодянський Є.[3]

[1]Аспірантка, Харківський національний університет радіоелектроніки, Україна

[2]Канд. техн. наук, старший науковий співробітник, провідний науковий співробітник, Харківський національний університет радіоелектроніки, Україна

[3]Д-р техн. наук, професор, науковий керівник, Харківський національний університет радіоелектроніки, Україна

ЕВОЛЮЦІОНУЮЧА АДАПТИВНА НЕЙРОННА МЕРЕЖА ДЛЯ ОБРОБКИ ДАНИХ ІЗ ВТРАЧЕНИМИ СПОСТЕРЕЖЕННЯМИ

Розглянуто задачу синтеза еволюціонуючої в on-line режимі системи обчислювального інтелекту, здатної обробляти стохастичні сигнали, що містять пропуски в даних. Запропоновано адаптивний підхід, в основі якого полягає використання ортогональних поліномів.

Ключові слова: нейронна мережа, ортогональні поліноми, поліноми Чебишева, неповні дані з втраченими спостереженнями.

Шафроненко А.[1], Плисс И.[2], Бодянский Е.[3]

[1]Аспирантка, Харьковский национальный университет радиоэлектроники, Украина

[2]Канд. техн. наук, старший научный сотрудник, ведущий научный сотрудник, Харьковский национальный университет радиоэлектроники, Украина

[3]Д-р техн. наук, профессор, научный руководитель, Харьковский национальный университет радиоэлектроники, Украина

ЭВОЛЮЦИОНИРУЮЩАЯ АДАПТИВНАЯ НЕЙРОННАЯ СЕТЬ ДЛЯ ОБРАБОТКИ ДАННЫХ С ПОТЕРЯННЫМИ НАБЛЮДЕНИЯМИ

Рассмотрена задача синтеза эволюционирующей в on-line режиме системы вычислительного интеллекта, способной обрабатывать стохастические сигналы, содержащие пропуски в данных. Предложен адаптивный подход, в основе которого лежит использование ортогональных полиномов.

Ключевые слова: нейронная сеть, ортогональные полиномы, полиномы Чебышева, неполные данные с потерянными наблюдениями.

REFERENCES

1. Jang J.-S., Sun C.-T., Mizutani E. Neuro-Fuzzy and Soft Computing: A Computational Approach to Learning and Machine Intelligence, Upper Saddle River: Prentice Hall, 1997, 640 p.
2. Haykin S. Neural Networks. A Comprehensive Foundation. Upper Saddle River, Prentice Hall, 1999, 842 p.
3. Nelles O. Nonlinear System Identification, Berlin, Springer, 2001, 585 p.
4. Rutkowska D. Neuro-Fuzzy Architectures and Hybrid Learning. Berlin, Springer, 2002, 288 p.
5. Rutkowski L. Computational Intelligence. Methods and Techniques. Berlin-Heidelberg, Springer-Verlag, 2008, 514 p.
6. Kasabov N. Evolving Connectionist Systems. London, Springer-Verlag, 2003, 307 p.
7. Lughofer E. Evolving Fuzzy Systems – Methodologies, Advanced Concepts and Applications. Berlin-Heidelberg, Springer-Verlag, 2011, 454 p.
8. Zagoruyko N. G. Empiricheskiye predskazaniya. Novosibirsk, Nauka, 1979, 120 p.
9. Han J., Kamber M. Data Mining, Concepts and Techniques. Amsterdam, Morgan Kaufman Publ., 2006, 743 p.
10. Gorban A., Kegl B., Wunch B., Zinovyev A. (Eds.) Principal Manifolds for Data Visualization and Dimension Reduction, LNCS, V.58, Berlin-Heidelberg, New York, Springer, 2007, 330 p.
11. Bishop C. M. Neural Networks for Pattern Recognition. Oxford, Clarendon Press, 1995, 482 p.
12. Gorban A. N., Rossiev A. A., Wunch II D. C. Neural network modeling of data with gaps, *Radio Electronics, Computer Science*, *Control*, 2000, No. 1 (3), pp. 47–55.
13. Tkacz M. Artificial neural networks in incomplete data sets processing, In: Eds. Klopotek M. A., Wierzchon S. T., Trojanowski K. Intelligent Information Processing and Web Mining. Berlin- Heidelberg, Springer-Verlag, 2005, pp. 577–583.
14. Marwala T. Computational Intelligence for Missing Data Imputation, Estimation, and Management, Knowledge Optimization Techniques. Hershey-New York, Information Science Reference, 2009, pp. 303.
15. Suetin P. K. Klassicheskiye ortogonal'nye mnogochleny. Moscow, Nauka, 1976, 328 p.
16. Karlin S., Studden W. J. Tchebycheff Systems with Applications in Analysis and Statistics. N.Y. London, Sydney, Interscience Publishes, 1966, 586 p.
17. Semesenko M. P. Metody obrabotki i analiza izmereniy v nauchnykh issledovaniyakh, Kiyev-Donetsk, Vishcha shkola, 1983, 240 p.
18. Bodyanskiy Ye. V., Viktorov Ye. A., Slipchenko A. N. Ortosinaps, ortoneyrony i neyroprediktor na ikh osnove, Sistemi obrobki informatsii, 2007. Vip.4 (62), pp.139–143.
19. Uchino E., Yamakawa T. Soft computing based signal prediction, restoration and filtering. Ed. Da Ruan «Intelligent Hybrid Systems: Fuzzy Logic, Neural Networks and Genetic Algorithms», Boston, Kluwer Academic Publisher, 1997, pp. 331–349.
20. Miki T., Yamakowa T. Analog implementation of neo-fuzzy neuron and its on-board learning, Ed. N. E. Mastorakis «Computational Intelligence and Applications». Piraeus, WSES Press, 1999, pp. 144–149.
21. Yang S.-S., Tseng C.-S. An orthonormal neural network for function approximation, *IEEE Trans. on Syst., Man, and Cybern,* 1996, No. 10, pp. 779–784.
22. Lee T. T., Jeng J. T. The Chebychev polynomial-based unified model neural networks for functional approximation, *IEEE Trans. on Syst., Man, and Cybern,* 1998, vol. 28, No. 12, pp. 925–935.
23. Andras P. Orthogonal RBF neural network approximation, *Neural Prossesing Letters,* 1999, 9(2), pp. 141–151.
24. Chien F. Sh., Tseng Ch.-Ch., Chen Ch.-S. Properties and performance of orthogonal neural network in function approximation, *Int. J. Intelligent Systems,* 2001, 16, pp. 1377–1392.
25. Patra J. C., Kot A. C. Nonlinear dynamic system identification using Chebyshev functional link artificial neural networks, *IEEE Trans. on Syst., Man, and Cybern,* 2002, vol. 32, No. 4. pp. 505–511.
26. Bodyanskiy Ye., Kolodyazhniy V., Slipchenko O. Artificial neural network with orthogonal activation functions for dynamic system identification, Eds. by O. Sawodny, P. Scharff «Sinergies between Information Processing and Automation», Aachen, Shaker-Verlag, 2004, pp. 122–127.
27. Statiak B., Yatsymirskyy M. Fast orthogonal neural network, *Artificial Intelligence and Soft Computing,* 2006, 4029, pp. 142–149.
28. Rodriguez N., Cubillos C. Orthogonal neural network based prediction for OFDM systems, *Proc. Electronics, Robust, and Automotive Mechanics Conf.,* 2007, pp. 225–228.
29. Hongwei W., Shuanghe Yu. Tracking control of robot manipulators based on orthogonal neural network, *Int. J. Modeling, Identification, and Control,* 2010, No. 11 (1–2), pp. 130–136.
30. Bodyanskiy Ye., Kolodyazhniy V., Slipchenko O. Structural and synaptic adaptation in the artificial neural networks with orthogonal activation functions, *Sci. Proc. of Riga Technical University. Comp. Sci., Inf. Technology and Management Sci,* 2004, No. 20, pp. 69–76.
31. Bodyanskiy Ye., Slipchenko O. Ontogenic neural networks using orthogonal activation functions, Prace naukowe Akademii Ekonomiczney we Wroclawiu, 2006, No. 21, pp. 13–20.
32. Bodyanskiy Ye., Pliss I., Slipchenko O. Growing neural networks using nonconventional activation functions, *Int. J. Information Theories & Applications,* 2007, vol. 14, No. 3, pp. 275.
33. Bodyanskiy Ye., Dolotov A., Pliss I., Victorov Ye. The cascade orthogonal neural network, *In «Advanced Research in Artificial Intelligence»*, Vol. 2, Sofia, FOI ITHEA, 2008, pp. 13–20.

ПРОГРЕСИВНІ ІНФОРМАЦІЙНІ ТЕХНОЛОГІЇ

ПРОГРЕССИВНЫЕ ИНФОРМАЦИОННЫЕ ТЕХНОЛОГИИ

PROGRESSIV INFORMATICS TECHNOLOGIES

UDC 004.021

Dubrovin V. I.[1], Tverdohleb J. V.[2], Kharchenko V. V.[3]

[1]*Ph.D. in Engineering, professor, Zaporozhye national technical university, Ukraine*
[2]*Aspirant, Zaporozhye national technical university, Ukraine*
[3]*Student, Zaporozhye national technical university, Ukraine, E-mail: kharchenkoviktoriya@yandex.ua*

R-PEAKS DETECTION USING WAVELET TECHNOLOGY

The given work presents the methodology of R-peaks detection in an electrocardiogram signal based on Discrete Wavelet Transformation. The optimal level decomposition of the detail coefficients can be determined by energy, frequency and cross-correlation analyses. The effectiveness of the proposed algorithm has been tested by using records obtained from the MIT/BIH Physionet arrhythmia database.

Keywords: ECG, wavelet transformation, R-peaks detection.

INTRODUCTION

An electrocardiogram (ECG) is a graphic record of the direction and magnitude of electrical activity of the heart that is generated by depolarization and repolarization of the atria and ventricles [1]. ECG gives information about the current state of the cardiovascular system and the pathological changes in the heart. Automatic analysis of the ECG signal is complex theoretical problem. It is closely related to the signal's physiological origin, which is the cause of its non-determination, diversity, variability, unpredictability, non-stationarity and susceptibility to many kinds of noise. A number of modern mathematics methods have been developed for non-stationary signals' analysis. The most famous one is wavelet transformation, which allows to work with non-stationary signals, detect their features and determine the signal's frequency components' time localization unlike Fourier transformation. The wavelet transformation is signal decomposition into basis functions sets, which are derived from a single prototype wavelet by scaling (dilatations and contractions) and translations (shifts).

A typical ECG tracing of normal heartbeat (or cardiac cycle) consists of P-wave, QRS-complex and T-wave. A small «U-wave» is normally visible in 50 to 75 % of ECGs. The baseline voltage of the electrocardiogram is known as the isoelectric line [1–3]. The starting point for a number of modern computer electrocardiography techniques is localizing of QRS-complexes, which positions are determined by positions of their maxima – R-peaks. Now there are a lot of methods for detecting the time R-peaks locations, which are based on finding the first and second derivatives, the amplitude estimation etc. Existing methods do not meet the requirements of researches, as they often give insufficient accuracy in R-peaks detection.

In this paper the method of ECG R-peaks detection based on the discrete wavelet transformation is proposed.

1 DISCRETE WAVELET TRANSFORMATION

In the multilevel discrete wavelet transformation the tree connection of low-pass and high-pass filters with different cut-off frequencies is used to analyze the signal through different scales. The approximation coefficients *cA* (smoothed signal) and the detail coefficients *cD* (high-frequency fluctuations of the signal) can be determined. The approximation coefficients are obtained by convolving the input signal *s* through the low-pass filter transfer function by formula (1) and then downsampling the convolution result by 2:

$$cA_n = \sum_{k \in Z} h_k s_{2n-k} , \qquad (1)$$

where h_k represents the *k*-th low-pass filter coefficient.

© Dubrovin V. I., Tverdohleb J. V., Kharchenko V. V., 2013

The detail coefficients are obtained by convolving the input signal *s* with a high-pass filter transfer function by formula (2) and then downsampling the convolution result by 2:

$$cD_n = \sum_{k \in Z} g_k s_{2n-k} , \qquad (2)$$

where g_k denotes the *k*-th high-pass filter coefficient.

2 WAVELET BASIS SELECTION

The selection of mother wavelet is important problem before starting of the detection procedure. But there is no universal method suggested selecting the wavelet basis. The choice of the wavelet depends on the initial signal.

In the given work the wavelet proposed in [4] was used to analyze the ECG signal. It is a wavelet from Daubechies family («db6»). Daubechies wavelets show similarity with QRS-complexes and their energy spectrum is concentrated around the low frequencies [4].

3 R-PEAKS DETECTION METHODOLOGY

Let's consider the fragment of the ECG signal with duration of 3 minutes from the record No. 100 of MIT/BIH arrhythmia database [5].The wavelet decomposition structure of ECG signal using «db6» wavelet is shown in Fig. 1. The original signal is shown at the top of the plot. The decomposed signal's reconstructed components within eight wavelet scales are shown below.

The detail coefficients of the fourth decomposition level are chosen to detect the R-peaks based on energy, frequency and cross-correlation analyses [4].

Energy analysis. Most of ECG energy of the QRS-complex is concentrated in the frequency range from 4 Hz to 50 Hz. Normally isoelectric segments (PQ, ST and TP) contain no energy and the signal amplitude is zero over these corresponding intervals [4]. The distribution curve of the signal decomposed levels energy is shown in Fig. 2.

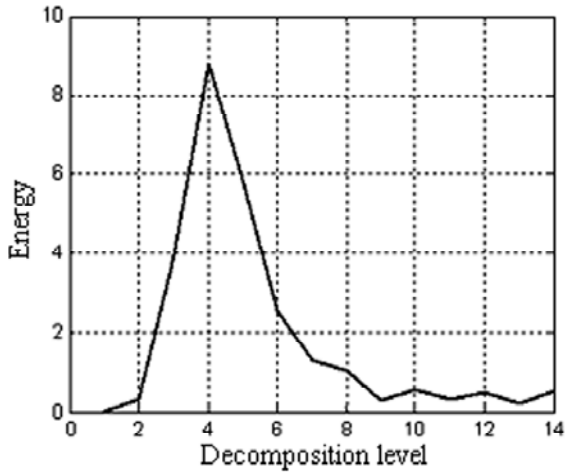


Fig. 2. Energy plot of wavelet decomposition structure (record No. 100)

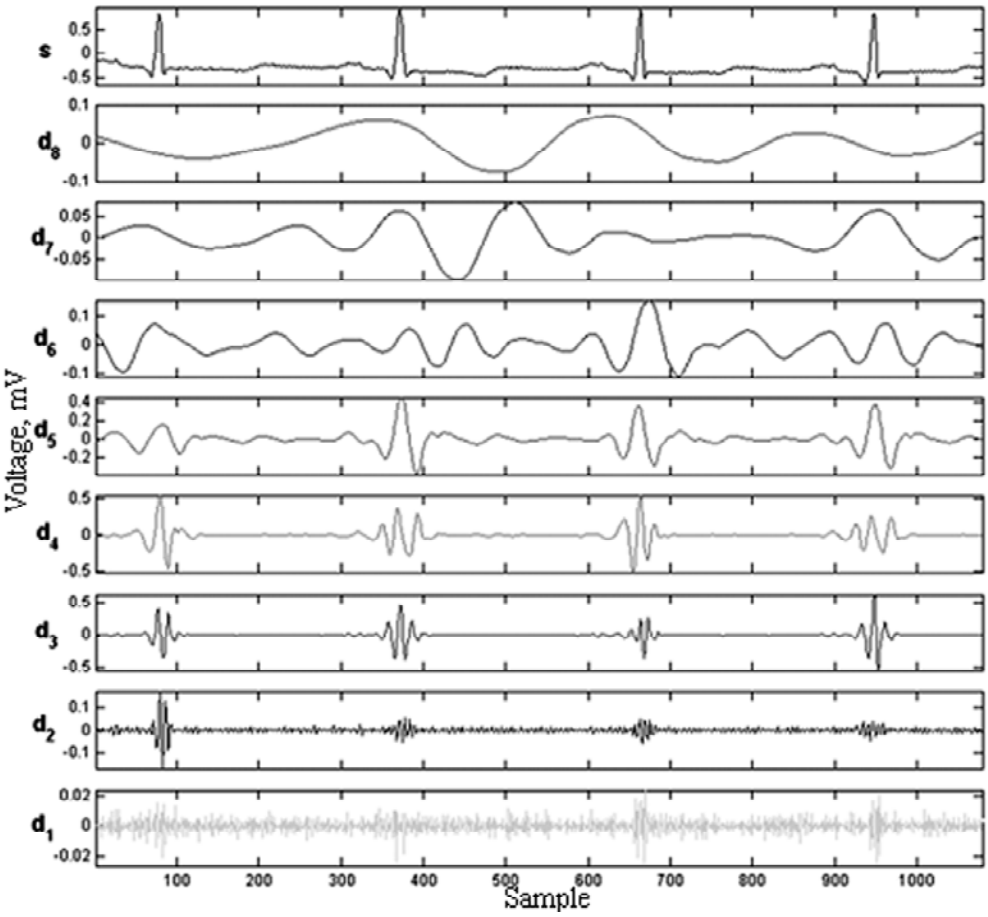


Fig. 1. Decomposition of the ECG signal (record No. 100)

The energy curve shows that the energy is highest at level-4. Therefore, we consider that it consists the significant details of QRS-complexes.

Frequency analysis. Another justification of selecting d4 signal is its available frequency components correlated with that of the QRS-complex. The Fourier Transform of the d4 signal is performed and shown in Fig. 3. The bandwidth of the d4 signal is 2,5–39,5 Hz which is almost same as that of a QRS-complex [1].

As the signal has the sampling frequency of 360 Hz, the signal's frequency spectrum is limited by the maximum frequency of 180 Hz according to the Nyquist rule.

Correlation analysis. In addition to the above two analyses the cross-correlation analysis between the reconstructed components and the original ECG signal was performed. This provides us the time domain relationship between the original and the decomposed signals. The analysis results are shown in table 1.

Table 1. Cross-correlation coefficients

Details	Cross-correlation coefficient
d1	0,025
d2	0,112
d3	0,384
d4	0,585
d5	0,479
d6	0,317
d7	0,227
d8	0,202

From table 1 it is clear that the cross-correlation coefficient value of d4 is highest. So, it is obvious that the signal can be reconstructed by one branch of the wavelet coefficients. The 4th decomposition level is highly correlated with the original signal in time domain.

The algorithm of R-peaks detection consists of the following steps.

Step 1. Compute the signal decomposition up to 4 level.

Step 2. Carry out the signal reconstruction of the 4th decomposition level based on one branch of the wavelet coefficients.

Step 3. Determine the R-peaks locations as non-zero samples of d4.

Step 4. Eliminate the fault founded R-peaks using the following conditions:

– the normal QRS-complex duration must be 100 ms;

– the minimum value of RR-interval must be 200 ms.

4 RESULTS AND DISCUSSION

The proposed algorithm for R-peaks detection was implemented in the MatLab environment (v. 6.5) with the Wavelet Toolbox. The sample ECG signals of the present study were obtained from the MIT/BIH database via Physionet website [5]. MIT/BIH is a de facto standard of the testing of devices, systems and software intended for cardiac monitoring. The MIT/BIH arrhythmia database contains 48 two-channel records (each 30 minutes long) with the sampling frequency of 360 Hz annotated by qualified medical professionals. As the annotations are assumed to

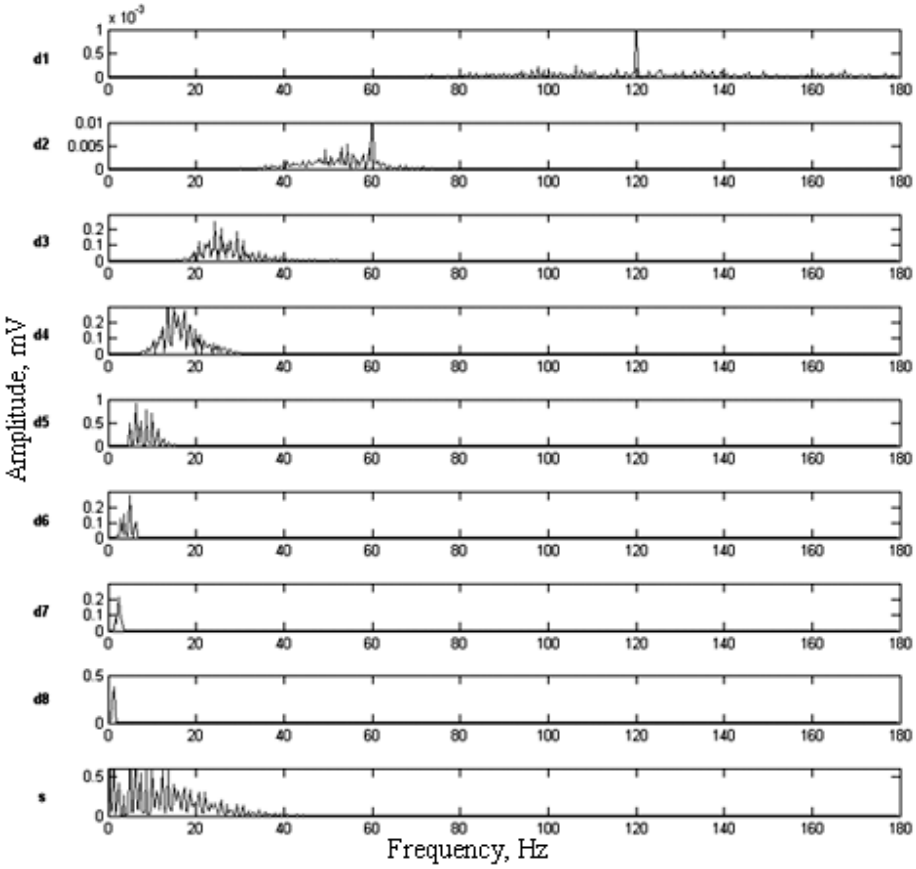


Fig. 3. Frequency distribution of details and ECG (record No. 100)

be 100 % correct, the algorithm efficiency is determined by comparing the obtained results with them.

To assess the performance two statistical measurements were used [6]. These are the Sensitivity (Se), which gives the fraction of real events that are correctly detected and it is defined by formula (3):

$$Se = \frac{TP}{TP + FN} \cdot 100\%, \quad (3)$$

and the Positive Predictivity (P_+), which is the fraction of detections that are real events and it is defined by formula (4):

$$P_+ = \frac{TP}{TP + FP} \cdot 100\%, \quad (4)$$

where *FN* (False Negatives) denotes the number of missed detections, *FP* (False Positives) represents the number of extra detections and *TP* (True Positives) is the number of the correctly detected QRS-complexes.

The average Sensitivity of the algorithm is 99,64 % and its Positive Predictivity is 99,82 %.

CONCLUSION

The algorithm is presented for the detection of the R-peaks in an ECG signal. This algorithm is based on the discrete wavelet transformation. The detail coefficients of the fourth decomposition level are chosen to detect the R-peaks based on energy, frequency and cross-correlation analyses. The algorithm is evaluated for a number of records obtained from the MIT/BIH arrhythmia database. The accuracy of the algorithm is high due to the criteria (average Sensitivity is 99,64 % and average Positive Predictivity is 99,82 %.).

SPISOK LITERATURY

1. *Хан, М. Г.* Быстрый анализ ЭКГ / М. Г. Хан. – М. : Бином, 1999. – 286 с.
2. *Hampton, J. R.* 150 ECG Problems / J. R. Hampton. – UK : Elsevier Science Health Science Division, 2008. – 320 p.
3. *Зайченко, К. В.* Съем и обработка биоэлектрических сигналов / К. В. Зайченко, О.О. Жаринов, А. Н. Кулин.– С.Пб. : РИО ГУАП, 2001. – 140 с.
4. *Awadhesh, Pachauri* Robust detection of R-wave using wavelet technique / Awadhesh Pachauri, Manabendra Bhuyan // World Academy of Science, Engineering and Technology. – 2009. – № 56. – P. 56–60.
5. *MIT-BIH Arrhythmia Database* [electronic resource]. – Access mode: http://www.physionet.org/physiobank/database/mitdb.
6. *(ANSI/AMI EC57): Testing and reporting performance results of cardiac hythm nd ST segment measurement algorithms, 1998.* (AAMI Recommended Practice / American National Standard).

Стаття надійшла до редакції 16.09.2013.

Дубровин В. И.[1], Твердохлеб Ю. В.[2], Харченко В. В.[3]
[1]Канд. техн. наук, профессор, Запорожский национальный технический университет, Украина
[2]Аспирант, Запорожский национальный технический университет, Украина
[3]Студентка, Запорожский национальный технический университет, Украина

ВЫЯВЛЕНИЕ R-ПИКОВ КАРДИОСИГНАЛ С ИСПОЛЬЗОВАНИЕМ ВЕЙВЛЕТ-ТЕХНОЛОГИИ

Данная работа посвящена методике обнаружения R-пиков сигнала ЭКГ, основанной на применении дискретного вейвлет-преобразования. Выбор детализирующих коэффициентов 4-го уровня разложения кардиосигнала был сделан на основании результатов проведенных энергетического, частотного и корреляционного анализов. Эффективность предложенного алгоритма была проверена с использованием записей из базы данных аритмий MIT-BIH Physionet.

Ключевые слова: ЭКГ, вейвлет-преобразование, обнаружение R-пиков.

Дубровін В. І.[1], Твердохліб Ю. В.[2], Харченко В. В.[3]
[1]Канд. техн. наук, професор, Запорізький національний технічний університет, Україна
[2]Аспірант, Запорізький національний технічний університет, Україна
[3]Студентка, Запорізький національний технічний університет, Україна

ВИЯВЛЕННЯ R-ПІКІВ КАРДІОСИГНАЛУ З ВИКОРИСТАННЯМ ВЕЙВЛЕТ-ТЕХНОЛОГІЇ

Дана робота присвячена методиці виявлення R-піків сигналу ЕКГ, заснованій на застосуванні дискретного вейвлет-перетворення. Вибір деталізуючих коефіцієнтів 4-го рівня розкладання кардиосигнала було зроблено на підставі результатів проведених енергетичного, частотного та кореляційного аналізів. Ефективність запропонованого алгоритму була перевірена з використанням записів з бази даних аритмій MIT-BIH Physionet.

Ключові слова: ЕКГ, вейвлет-перетворення, виявлення R-піків.

REFERENCES

1. Khan M. G. By'str y'j analiz E'KG. Moscow, Binom, 1999, 286 p.
2. Hampton J. R. 150 ECG Problems. United Kingdom, Elsevier Science Health Science Division, 2008, 320 p.
3. Zajchenko K. V., Zharinov O. O., Kulin A. N. S''yom i obrabotka bioe'lectricheskix signalov. Saint Petersburg, RIO GUAP, 2001, 140 p.
4. Awadhesh Pachauri, Manabendra Bhuyan. Robust detection of R-wave using wavelet technique, World Academy of Science, *Engineering and Technology*, 2009, No. 56, pp. 56–60.
5. MIT-BIH Arrhythmia Database [electronic resource]. – Access mode: http://www.physionet.org/physiobank/database/mitdb.
6. (ANSI/AMI EC57): Testing and reporting performance results of cardiac hythm nd ST segment measurement algorithms, 1998. (AAMI Recommended Practice / American National Standard).

УДК 044.89; 681.513.8

Евланов М. В.

Канд. техн. наук, доцент, Харьковский национальный университет радиоэлектроники, E-mail: evlanov_max@mail.ru

ОНТОЛОГИЧЕСКАЯ МОДЕЛЬ АРХИТЕКТУРЫ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ НА ОСНОВЕ СЕРВИСНОГО ПОДХОДА

В статье рассмотрены современные представления понятия «архитектура», которые используются в ходе разработки информационных систем различного назначения. Рассмотрены особенности сервисного подхода к представлению информационной системы. Предложены уточненные понятия «архитектура ИТ-услуг» и «архитектура ИТ-сервисов». Разработаны визуальные модели взаимосвязи основных элементов, образующих понятия «сервисный подход к разработке информационной системы» и «архитектура информационной системы».

Ключевые слова: информационная система, архитектура, ИТ-услуга, ИТ-сервис, диаграмма классов.

ПРОБЛЕМЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ СОВРЕМЕННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

В современных условиях дефицита финансовых ресурсов и высоких рисков создания и внедрения информационных систем (ИС) и информационных технологий (ИТ) на современных предприятиях приобретает особое значение подход, формирующий представление функциональной структуры (ФС) ИС как совокупности взаимосвязанных экономически целесообразных ИТ-услуг, своевременное предоставление и выполнение которых обеспечивает эффективную и качественную деятельность автоматизируемого предприятия (сервисный подход). Главные преимущества сервисного подхода к формированию ФС ИС заключаются в возможности ускорения формирования новых вариантов ФС ИС, увеличении производительности разработки ИС и повышении гибкости элементов комплекса средств автоматизации [1]. Однако на практике руководство предприятия склонно забывать о необходимости эффективного управления данными и отдельными ИТ-услугами [2]. В результате этого затраты финансовых и других ресурсов на эксплуатацию отдельных ИТ-услуг ИС предприятия становятся неоправданными и не могут окупиться за счет эффекта от эксплуатации ИС предприятия в целом. Подобные ситуации породили эффект, который в [3] назван «ИТ-слепотой» – неспособностью существующих ИС и ИТ отразить для пользователей реальные процессы в той среде, в которую они включены. Поэтому проблему формирования такой ФС ИС, которая, с одной стороны, была бы наиболее предпочтительной для представителей предприятия-заказчика ИС, а с другой стороны, соответствовала бы возможностям предприятия-разработчика ИС, в настоящее время следует считать нерешенной.

АНАЛИЗ РАЗВИТИЯ АРХИТЕКТУРНОГО ПРЕДСТАВЛЕНИЯ СОВРЕМЕННЫХ ИНФОРМАЦИОННЫХ СИСТЕМ

В настоящее время основой для решения рассмотренных выше проблем следует считать подход, обобщающий множество разнообразных концепций, теоретических разработок и прикладных работ в рамках системы стандартов. Один из них, стандарт ISO/IEC 15288 «System Engineering – System life cycle processes» предполагает, что система развивается на протяжении жизненного цикла в результате действий, осуществляемых и управляемых людьми, работающие в организациях и использующие определенные процессы в своей деятельности. Анализ описаний подобных процессов жизненного цикла системы, изложенных в [4], показывает, что ключевым понятием, задающим особенности анализа и синтеза систем, моделей их жизненных циклов и других аспектов существования является понятие «архитектура системы». В связи с этим целесообразно рассмотреть развитие трактовок данного понятия и прикладные аспекты применения понятия «архитектура системы» в процессах жизненного цикла ИС.

В настоящее время действующим определением понятия «архитектура» считается определение, сформулированное в стандарте ISO/IEC/IEEE 42010 «Systems and Software Engineering – Architecture Description». Согласно этому определению, архитектура системы представляет собой фундаментальные понятия и свойства системы в окружающей ее среде, воплощенные в ее элементах, отношениях, а также в принципах ее проектирования и развития [5]. Данное определение, по замыслу создателей, является максимально общим определением, пригодным для описания архитектур практически любых систем.

Для описания взаимосвязей основных терминов и понятий системы и ее архитектуры в стандарте ISO/IEC/IEEE 42010 предлагается ряд концептуальных моделей, выполненных в нотации диаграммы классов UML. Контекстная диаграмма классов, отражающая основные взаимосвязи базовых понятий, приведена на рис. 1, а диаграмма классов, описывающая ядро понятия «описание архитектуры», приведена на рис. 2 [5].

Рассмотрим подробнее приведенные на рис. 1 и рис. 2 основные понятия.

Каждая система (System) существует в своей окружающей среде (Environment). Система воздействует на

© Евланов М. В., 2013

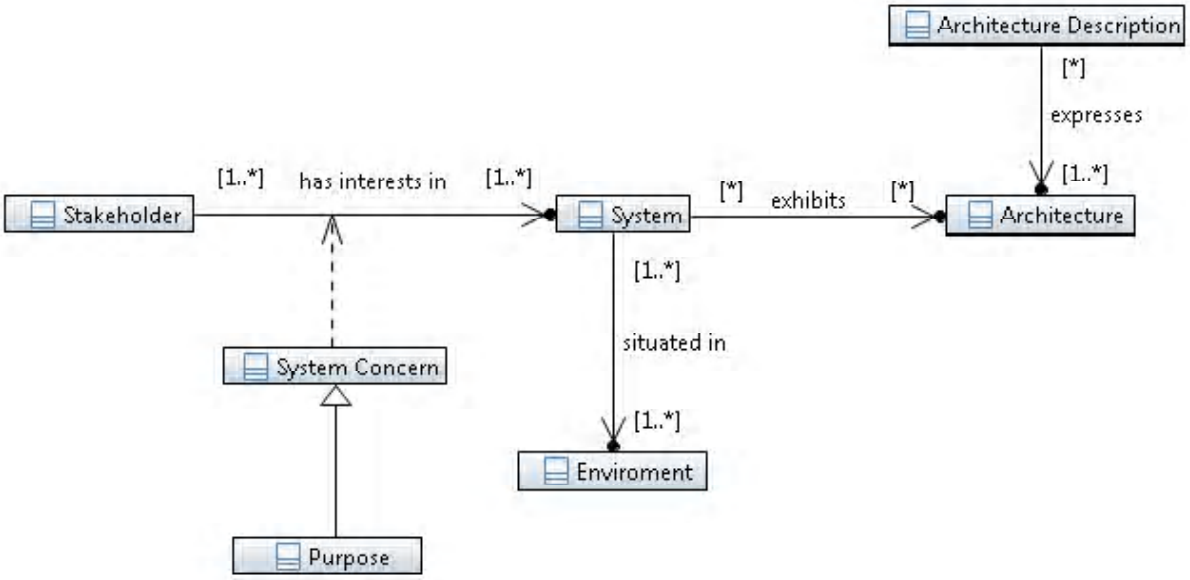


Рис. 1. Контекстная диаграмма классов, описывающая основные взаимосвязи базовых понятий стандарта ISO/IEC/IEEE 42010

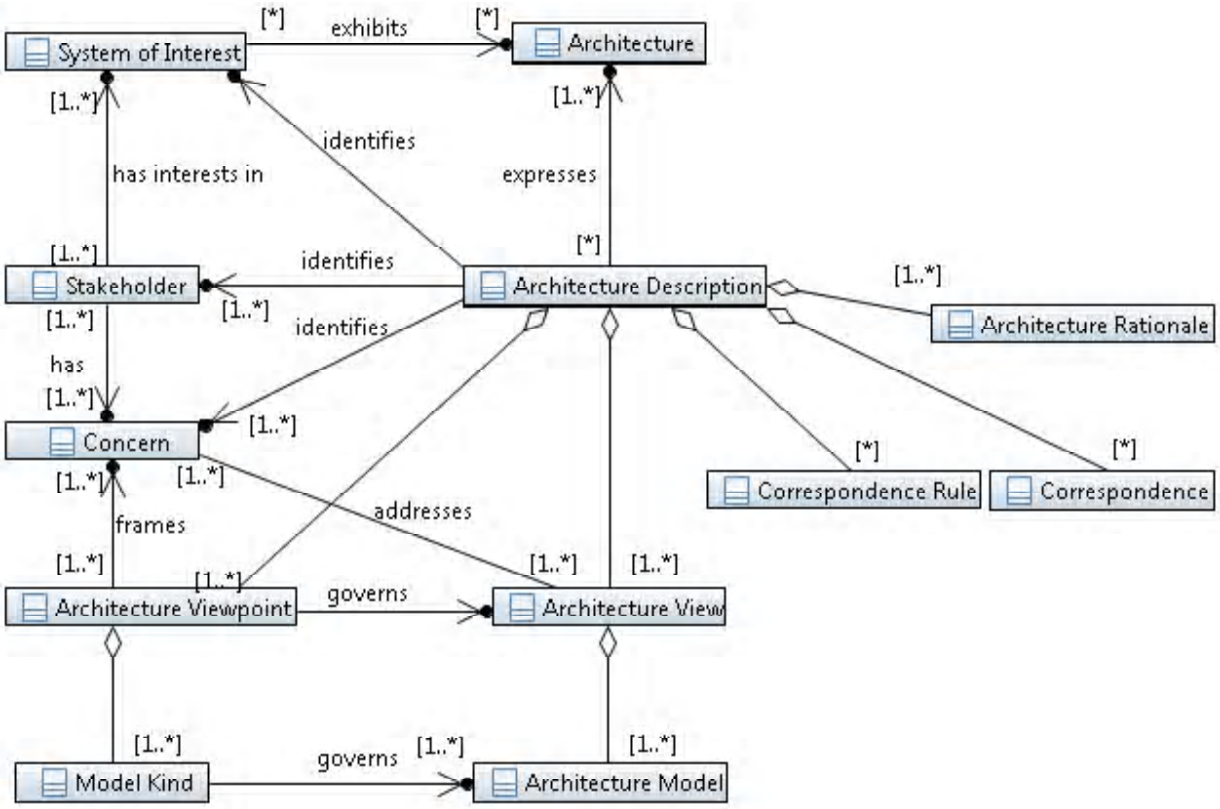


Рис. 2. Диаграмма классов, описывающая ядро понятия «описание архитектуры»

эту среду и наоборот. Окружающая среда системы определяет диапазон воздействий на систему. Такие воздействия относятся к категории «Системные Проблемы» (System Concern).

Каждая система представляется через архитектуру (Architecture). Описание архитектуры (Architecture Description, AD) представляет собой артефакт, который выражает архитектуры. Архитекторы и другие заинтересованные стороны системы используют AD, чтобы понять, проанализировать и сравнить возможные для системы архитектуры, и часто как своего рода «чертежи» для проектирования и конструирования. AD описывает одну из возможных архитектур проблемно-ориентированной системы и может принимать форму документа, набор моделей, модели хранилища, или какую-либо другую (формат AD стандартом не определен).

Заинтересованная сторона (Stakeholder) – это отдельные лица, группы лиц или организации, имеющие проблемы в проблемно-ориентированных системах. Проблема (Concern) – это любой интерес заинтересованных лиц в системе.

Архитектурная точка зрения (Architecture Viewpoint) представляет собой набор конвенций конструирования, интерпретации, использования и анализа конкретного типа взгляда на архитектуру и включает в себя виды моделей, точки зрения на языки и нотации, методы моделирования и аналитические методы в рамках определенного набора проблем.

Взгляд на архитектуру (Architecture View) в AD выражает архитектуру проблемно-ориентированной системы с точки зрения одной или нескольких заинтересованных сторон для решения конкретных проблем, используя конвенции, устанавливающие данную точку зрения. Взгляд на архитектуру состоит из архитектурных моделей (Architecture Model). Каждая модель строится в соответствии с конвенциями, учрежденными для данного вида модели, как правило, определяется как часть ее руководящей точки зрения. Вид модели (Model Kind) определяет конвенции, задающие правила построения архитектурных моделей.

Для описания связей между элементами, образующими AD, используется понятие «Соответствие». Это понятие, а также понятие «Правило соответствия» используются, чтобы выразить и поддерживать архитектуру отношений, среди которых можно выделить отношения состава, выделения, последовательности, прослеживаемости, зависимости, ограничения и обязательств, действующие в пределах одного AD или между несколькими AD [5].

ВЫДЕЛЕНИЕ НЕРЕШЕННЫХ ЧАСТЕЙ ПРОБЛЕМЫ ПРОЕКТИРОВАНИЯ АРХИТЕКТУРЫ ИНФОРМАЦИОННОЙ СИСТЕМЫ И ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ ИССЛЕДОВАНИЯ

В настоящее время понятие «архитектура» может использоваться для описания фундаментальных понятий и свойств как ИС, так и функций ИС или же отдельных видов обеспечений ИС. В результате возникает терминологическая путаница, которая приводит к неоправданно узкому взгляду на разрабатываемую ИС (например, представление ИС как системы, архитектура которой определяется исключительно особенностями программного обеспечения этой системы).

Поэтому главной целью данного исследования нужно считать разработку основных определений понятий «архитектура» на различных уровнях представления ИС. Предлагаемые определения должны соответствовать предложенным в стандарте ISO/IEC/IEEE 42010 определениям и их взаимосвязям, которые показаны в виде диаграмм классов (рис. 1, 2). Основным научным результатом данного исследования будут визуальные модели, устанавливающие главные особенности взаимоотношений основных понятий процесса проектирования архитектуры ИС и, в дальнейшем, формализованных описаний этих понятий.

ИЗЛОЖЕНИЕ МАТЕРИАЛОВ ИССЛЕДОВАНИЯ

Основным термином, определяющим главные особенности сервисного подхода, является термин «ИТ-услуга». Этот термин является, по сути, вариантом перевода оригинального термина «IT-service». Однако то же самое слово – «service» – используется также, например, для обозначения элементов программного обеспечения ИС или ИТ, реализующего законченную функцию предоставления или обработки данных, переводя их из одного целостного состояния в другое [6]. Поэтому здесь во избежание терминологической путаницы понятия «ИТ-сервис» и «ИТ-услуга» предлагается разделить. Понятием «ИТ-сервис» в процессах разработки, внедрения, сопровождения и модернизации ИС следует описывать совокупность различных средств комплекса средств автоматизации, реализующих законченную операцию предоставления или обработки данных, переводя их из одного целостного состояния в другое, используя при этом стандартные платформо-независимые интерфейсы. Тогда понятие «ИТ-услуга» следует использовать для описания взаимосвязанной совокупности ИТ-сервисов, которая предоставляется для выполнения отдельной работы процесса предприятия/организации или для управления этой работой [7].

Данные определения позволяют рассматривать ИТ-услугу как аналог функциональной задачи ИС, результат которой используется персоналом в ходе выполнения отдельной работы процесса предприятия/организации или в ходе управления этой работой. В то же время возможность представления процессов предприятия/организации как отдельных работ, которые, в свою очередь, могут быть разделены на более мелкие работы, позволяет трактовать ИТ-услугу и как аналог функции ИС, целью которой в общем случае является повышение эффективности и/или качества выполнения и/или управления соответствующим процессом предприятия/организации. Что же касается термина «ИТ-сервис», то его следует воспринимать как один из способов организации комплекса средств автоматизации, который обеспечивает выполнение функций и отдельных функциональных задач ИС.

Такое сопоставление позволяет по-иному сформулировать приведенное выше определение термина «ИТ-услуга». Согласно этой формулировке, ИТ-услуга – это самостоятельная функциональная задача ИС, использование которой для выполнения отдельной работы процесса предприятия/организации или для управления этой работой экономически и технически целесообразно. Такое определение позволяет рассматривать главную цель деятельности ИС предприятия или организации как формирование и отображение единого целостного информационного представления процессов этого предприятия или организации в результате оказания совокупности ИТ-услуг [7].

Контекстная диаграмма классов, отражающая основные взаимосвязи базовых понятий сервисного подхода к созданию ИС как множества взаимосвязанных элементов, способных оказывать заинтересованным лицам ус-

луги по выполнению операций над данными, необходимых для достижения главной цели деятельности ИС, приведена на рис. 3.

Основная часть понятий и терминов, показанных на рис. 3, уже была рассмотрена выше. Каждая проблема заинтересованных лиц (класс «Concern») может быть выражена множеством потребностей различной природы (класс «Need»), высказываемых заинтересованными сторонами в самой различной форме. Каждая из этих потребностей может быть удовлетворена одной или несколькими ИТ-услугами (класс «IT-accommodation») или же одним или несколькими ИТ-сервисами (класс «IT-service»), реализующими соответствующие ИТ-услуги. Тогда любая ИС может быть представлена как система, состоящая из множества ИТ-услуг, а любая ИТ-услуга может быть реализована множеством ИТ-сервисов.

Подобное представление ИС позволяет установить единую терминологическую базу для описания ФС и обеспечивающей части ИС. Например, функциональный модуль ИС с точки зрения сервисного подхода представляет собой подмножество ИТ-услуг по автоматизации выполнения неких имеющих сходные признаки функций ИС, которое может эксплуатироваться и как самостоятельная ИС, и как составная часть другой, более крупной ИС. Программное обеспечение ИС с точки зрения сервисного подхода представляет собой систему программных ИТ-сервисов, реализующих множество ИТ-услуг ИС.

Сформулированные определения понятий «ИТ-услуга» и «ИТ-сервис» позволяют выделить и уточнить основные уровни представления понятия «информационная система». Вместо традиционного разделения ИС на функциональную и обеспечивающую части, предлагается использовать следующие уровни представления создаваемой ИС:

– уровень управляемых объектов и/или процессов;
– общесистемный уровень;
– уровень ИТ-услуг;
– уровень ИТ-сервисов.

Уточнения определения понятия «ИС» на каждом из предлагаемых уровней представления создаваемой ИС приведены в табл. 1.

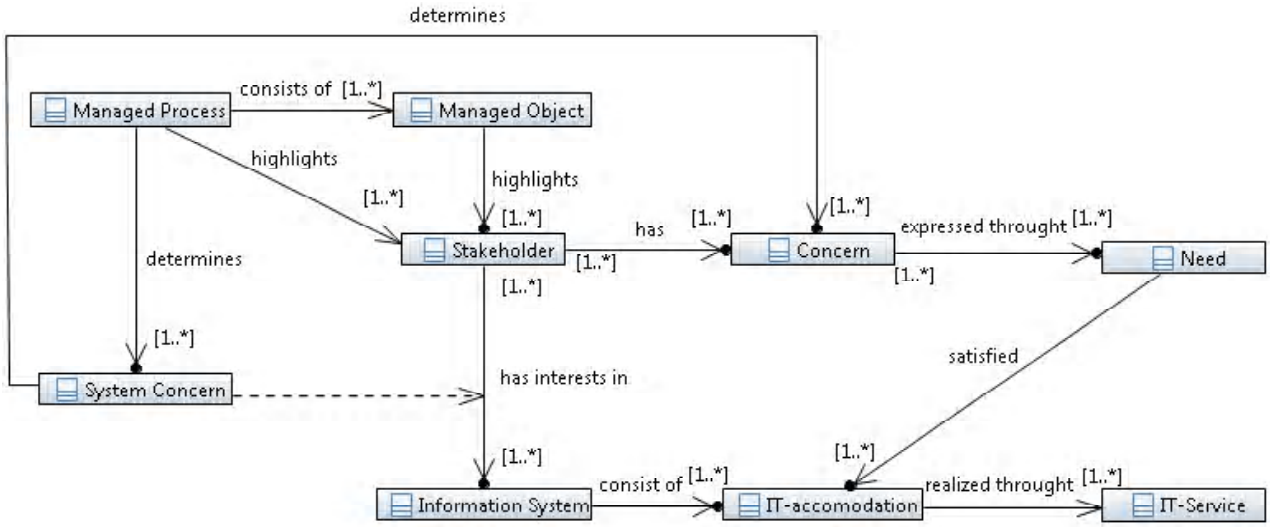


Рис. 3. Контекстная диаграмма классов, отражающая основные взаимосвязи базовых понятий сервисного подхода к созданию информационной системы

Таблица 1. Определения понятия «информационная система» на разных уровнях представления

Уровень представления	Определение понятия «информационная система»
Уровень управляемых объектов и/или процессов	ИС – один из механизмов управляемого объекта и/или процесса, формирующий и отображающий единое целостное информационное представление этого объекта и/или процесса в соответствии с поставленными перед этим механизмом целями
Общесистемный	ИС – система, состоящая из персонала и комплекса средств автоматизации, и направленная на формирование и отображение единого целостного информационного представления объекта или процесса в соответствии с поставленными перед ней целями
Уровень представления	Определение понятия «информационная система»
Уровень ИТ-услуг (функциональная часть ИС)	ИС – система ИТ-услуг, использование которой для объекта или процесса экономически или технически целесообразно, направленная на формирование и отображение единого целостного информационного представления этого объекта или процесса в соответствии с поставленными перед ней целями
Уровень ИТ-сервисов (обеспечивающая часть ИС)	ИС – система ИТ-сервисов, реализующих совокупность операций предоставления или обработки данных, направленная на формирование и отображение единого целостного информационного представления объекта или процесса в соответствии с поставленными перед системой целями

В соответствии с приведенными в табл. 1 уточнениями понятия «информационная система» становится возможным уточнить понятия «архитектура» и «описание архитектуры» в рамках сервисного подхода к созданию ИС.

Контекстная диаграмма классов, отражающая основные взаимосвязи основных элементов, образующих понятие «архитектура ИС на основе сервисного подхода», приведена на рис. 4.

Основываясь на рассмотренном определении понятия «архитектура системы», понятие «архитектура ИТ-услуг» можно определить следующим образом: «Архитектура ИТ-услуг – фундаментальные понятия и свойства комплекса ИТ-услуг, образующих ИС в окружающей ее среде, воплощенные в элементах и отношениях этого комплекса, а также в принципах его проектирования и развития». Примером понятий, образующих архитектуру ИТ-услуг, может служить понятие «функция ИС», которое устанавливает представление ИТ-услуги как преобразования множества входных данных в множество выходных данных. Примером принципов проектирования комплекса ИТ-услуг, в которых воплощается архитектура ИТ-услуг, может служить принцип модульности ИТ-услуг, устанавливающий возможность одновременного представления некоего подмножества ИТ-услуг и как самостоятельно функционирующей ИС, и как элемента более крупной ИС.

Тогда понятие «архитектура ИТ-сервисов» можно определить следующим образом: «Архитектура ИТ-сервисов – фундаментальные понятия и свойства комплекса ИТ-сервисов и связывающих их интерфейсов, образующих ИС в окружающей ее среде, воплощенные в элементах и отношениях этого комплекса, а также в принципах его проектирования и развития». Примером понятий, образующих архитектуру ИТ-сервисов, могут служить понятия «клиент» и «сервер», которые устанавливают необходимость разделения программных сервисов на отдельные элементы, которые должны размещаться и функционировать на удаленных друг от друга комплексах технических средств.

ВЫВОДЫ И ПЕРСПЕКТИВЫ ДАЛЬНЕЙШИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Предложенные определения и визуальные модели позволяют рассматривать процесс проектирования архитектуры ИС с применением сервисного подхода и принципа модульности как процесс создания и интеграции описаний архитектуры на общесистемном уровне, уровне ИТ-услуг и уровне ИТ-сервисов. При этом проектирование архитектуры ИС, которое может осуществляться как сверху вниз, так и снизу вверх, предполагает обязательную интеграцию описаний элементов ИС, выполненных на разных уровнях масштабирования.

Тогда описания архитектуры ИС и ее элементов на всех указанных уровнях будут представлять собой наборы физически реализуемых автономных модулей, обеспечивающих реализацию определенной функциональности. Каждый такой модуль на любом уровне характеризуется набором интерфейсов, обеспечивающих его взаимодействия с внешней средой. При этом внешней средой могут являться другие модули этой же ИС, внешние системы или пользователи системы, взаимодействующие с модулем через пользовательский интерфейс.

Для повышения эффекта от повторного использования требований к ИС более предпочтительно осуществлять процесс проектирования архитектуры ИС «снизу вверх». Это обусловлено наличием библиотек готовых элементов, эффект от применения которых увеличивается при оперировании описанием элементов ИС, выполненными на уровне отдельных сервисов. Данный уровень детализации позволяет обеспечить повторное использование ИТ-сервисов, даже в случае неполной востребованности функциональность существующих ИТ-услуг, в которые этот ИТ-сервис может быть включен. В этом случае такой ИТ-сервис становится элементом новой ИТ-услуги. В то же время, дальнейшая детализация ИТ-сервиса на отдельные функциональные операции позволяет оперировать только с отдельными операциями, результат выполнение которых не обеспечивает пол-

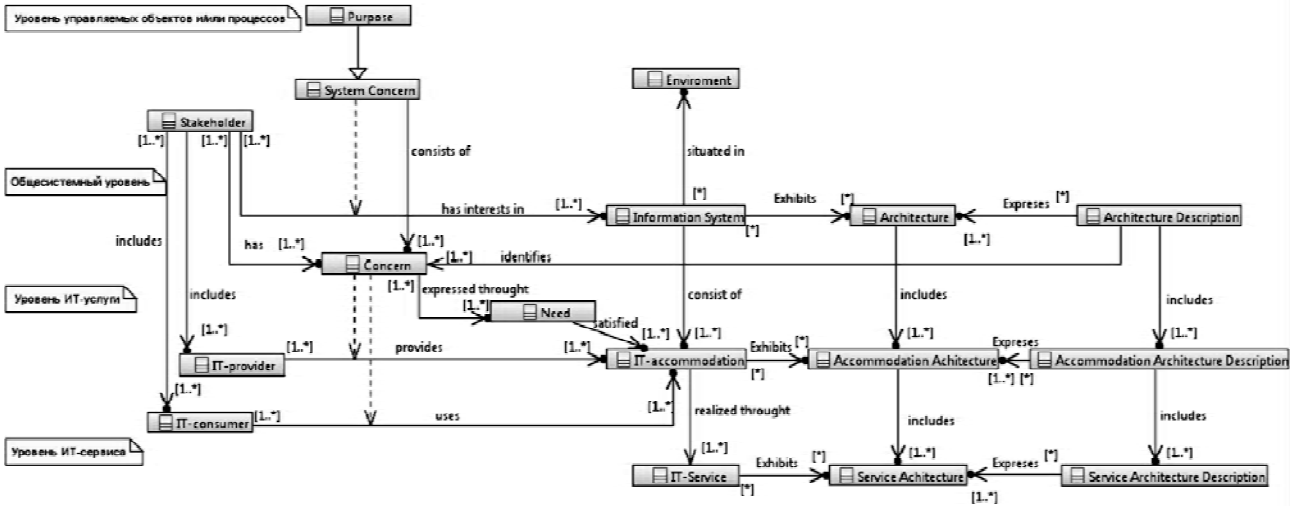


Рис. 4. Контекстная диаграмма классов, отражающая основные взаимосвязи основных элементов, образующих понятие «архитектура информационной системы на основе сервисного подхода»

ное осуществление работы, существенной для реализации потребностей (элементов требований), выдвигаемых к системе. Поэтому вариант проектирования ИС снизу вверх посредством сборки ИТ-услуг из отдельных ИТ-сервисов позволяет получить максимальный эффект от использования готовых решений в ходе разработки ИС.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. SOA и EDA: разные архитектуры или одна и та же? [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://erpnews.ru/doc2713.html. – Заголовок с экрана.
2. *Parikh, A.* SOA в реальности [Электронный ресурс] / Ash Parikh, Murty Gurajada. – Режим доступа: http://erpnews.ru/doc2610.html. – Заголовок с экрана.
3. *Luckham, D.* The Beginnings of IT Insight: Business Activity Monitoring [Электронный ресурс] / D. Luckham. – Режим доступа: http://complexevents.com/media/articles/cep-article-three.pdf. – Заголовок с экрана.
4. ГОСТ ИСО/МЭК 15288–2005. Системная инженерия. Процессы жизненного цикла систем [Текст]. – Введ. 01–01–2007. – М. : Стандартинформ, 2006. – 57 с.
5. ISO/IEC/IEEE 42010 Website [Электронный ресурс]. – Режим доступа: http://www.iso-architecture.org/ieee-1471/index.html. – Заголовок с экрана.
6. *Деревянко, А. С.* Технологии и средства консолидации информации [Текст] / А. С. Деревянко, М. Н. Солощук. – Харьков: НТУ «ХПИ», 2008. – 432 с.
7. *Евланов, М. В.* Глобальные цели поставщика и потребителя ИТ-услуг [Текст] / М. В. Евланов, О. Е. Неумывакина, А. Ю. Карамышева // Восточно-европейский журнал передовых технологий. – 2012. – № 5/2 (59). – С. 12–17.

Стаття надійшла до редакції 20.05.2013.

Євланов М. В.
Канд. техн. наук, доцент, Харківський національний університет радіоелектроніки, Україна

ОНТОЛОГІЧНА МОДЕЛЬ АРХІТЕКТУРИ ІНФОРМАЦІЙНОЇ СИСТЕМИ НА ОСНОВІ СЕРВІСНОГО ПІДХОДУ

В статті розглянуто сучасні представлення терміну «архітектура», які використовуються під час розробки інформаційних систем різного призначення. Розглянуто особливості сервісного підходу до представлення інформаційної системи. Запропоновано уточнені терміни «архітектура ІТ-послуг» та «архітектура ІТ-сервісів». Розроблені візуальні моделі взаємозв'язків основних елементів, що утворюють терміни «сервісний підхід до розробки інформаційної системи» та «архітектура інформаційної системи».

Ключові слова: інформаційна система, архітектура, ІТ-послуга, ІТ-сервіс, діаграма класів.

Ievlanov M. V.
Ph.D. of Engineering sciences, Kharkov National University of Radio Electronics, Ukraine

ONTOLOGICAL MODEL OF INFORMATION SYSTEM ARCHITECTURE, BASED ON SERVICE APPROACH

The article describes the concept of modern ideas of «architecture», which are used in the development of information systems for different purposes. The features of the service approach to the representation of the information system are considered. Proposed refinement of the concept of «architecture of IT services» and «architecture of IT services». Visual models of the relationship major elements for the concepts «service approach to the development of information systems» and «information system architecture» are developed.

Keywords: information system, architecture, IT-accommodation, IT-service, class diagram.

REFERENCES

1. SOA i EDA: raznye arxitektury ili odna i ta zhe? [Elektronnyj resurs], Rezhim dostupa: http://erpnews.ru/doc2713.html, Zagolovok s ekrana.
2. Parikh A., Murty Gurajada. SOA v real'nosti [Elektronnyj resurs], Rezhim dostupa: http://erpnews.ru/doc2610.html, Zagolovok s ekrana.
3. Luckham D. The Beginnings of IT Insight: Business Activity Monitoring [Elektronnyj resurs], Rezhim dostupa: http://complexevents.com/media/articles/cep-article-three.pdf, Zagolovok s ekrana.
4. GOST ISO/MEK 15288–2005. Sistemnaya inzheneriya. Processy zhiznennogo cikla sistem [Tekst], Vved. 01–01–2007, Moscow, Standartinform, 2006, 57 p.
5. ISO/IEC/IEEE 42010 Website [Elektronnyj resurs], Rezhim dostupa: http://www.iso-architecture.org/ieee-1471/index.html, Zagolovok s ekrana.
6. Derevyanko A. S., Soloshhuk M. N. Texnologii i sredstva konsolidacii informacii [Tekst]. Xar'kov, NTU «XPI», 2008, 432 p.
7. Evlanov M. V. Neumyvakina O. E., Karamysheva A. Yu. Global'nye celi postavshhika i potrebitelya IT-uslug [Tekst], *Vostochno-evropejskij zhurnal peredovyx texnologij*, 2012, No. 5/2 (59), pp. 12–17.

UDC 378.14:004.45

Pishchukhina O. A.

Ph.D., Associate Professor (Docent), Kharkiv National University of Radio Electronics, Ukraine, E-mail: pishchukhina@gmail.com

ANALYTICAL SUPPORT OF REQUIREMENTS DEVELOPMENT FOR INTELLIGENT E-LEARNING SYSTEMS

The problems of analysis and modeling of requirements while development of e-learning systems with feedback are considered. Subject area of requirements development is determined, choice of CASE-tools for creating models from generated subject area is explained. Visual models of functional requirements and user requirements in the form of diagrams showing the development of behavior and the logical structure of the system are developed. Simulation models explain the events and the corresponding response of the system and can represent its processes of interaction on more higher level of abstraction and allow to reveal incorrect, inconsistent, missing or redundant requirements. Consequence diagram, diagram of cooperation and state transition diagram are considered as analytical support of requirements development for intelligent e-learning systems.

Keywords: analytical support, e-learning, requirements development.

INTRODUCTION

Information and computer technologies are an integrate part of the present society, especially in the sphere of education including higher education of Ukraine which is under the influence of Bologna Process now. Learning process in a modern university requires using of e-learning tools as a part of independent work of undergraduate and Master students. Creation of intelligent computer systems allowing to master skills and competencies without teacher's involvement is a mainstream of e-learning development and enhancement [1].

E-learning system must perform not only function related to providing the theoretical material, but also controls function of learning, testing, solving tasks and students estimation with searching of «blind» spots in their answers and providing recommendations for returning to the part of theoretical material, which has caused difficulties, or for additional training in testing part. In addition, the recommendations should contain information about errors appearing, ways of their eliminating and about the level of knowledge. So, the distinctive feature of intelligent e-learning is a presence of electronic feedback to students that can improve mastering of material studied. Electronic feedback is maintained by special interactive modules which are responsible for estimation of student answers and diagnosis of place and type of errors made (often poorly formalized) [2, 3].

The analysis of existing e-learning computer systems shows that they are mostly presented as testing and information systems without any kind of learning process feedback, so they can not be consider as the intelligent ones. One of the great disadvantage of such systems is that they can not be used throughout the whole cycle of learning process and limited by certain set of primitive functions (such as e-books, educational databases, etc.). Thus, the practical importance and actuality of given problem is proved by necessity of elaboration computer systems with electronic feedback that would make learning process more effective and convenient for self-development of persons trained [4].

PROBLEM STATEMENT

The problem of intelligent computer systems elaboration is considered as a creation of complex computer projects and associated closely with the development of requirements for their structure, functions and software content. Requirements describe behavior of the system, the properties of the system, its classes and attributes and restrict the process of a computer system developing [5].

Analysis and modeling of requirement demand special formalized approaches which could consider interests of all persons involved in e-learning process: students with different psycho-types, levels of basic knowledge, speed of processing and perception of information and teachers with theirs experience «how to do», «how to teach», «how to estimate» and «how to determine a genuine reason of a mistake made». Moreover other external facts such as norms of curriculums, learning catalogues, etc. should be taken into account also.

Investigation of given poor formalized subject area proves that elaboration of complex computer system is impossible without analytical support of requirements development. Analytical support of process of requirements development for intelligent e-learning system must contain formalized view of its functions, states and transitions, logical aspects of actions sequence and collaboration between its elements in the form of adequate visual models of functional and user requirements.

PROBLEM SOLVING

User requirements describe goals and tasks which e-learning system allows to solve and indicate what a person trained can do with the system. The ways of presenting this kind of requirements are options of scenarios usage and approach «event-response» [5]. Functional requirements determine software functionality that developers need to build and users would be able to perform. To cover all requirements it is necessary to develop models which display them on a certain level of abstraction and allow to reveal

© Pishchukhina O. A., 2013

incorrect, inconsistent, missing or redundant requirements. Data flow diagrams, state transition diagrams, sequence and collaborations diagrams are referred to such conceptual representation of given intelligent computer system. Each model describes a specific aspect of the system, uses a set of diagrams or formal descriptions and documents of specified format and also reflects the point of view and is the subject of a variety of people with specific interests , roles or tasks. These models provide a useful tool for analyzing problems, software design and exchange of information between modules developed. Simulation enhances the functional and users requirements coverage and handling and improves the quality of the system [6].

The most effective way of visual models creating is using the special standard language of object-oriented modeling – Unified Modeling Language (UML) [7]. At the level of abstractions diffraction, which is suitable for the analysis of requirements, UML-notation is used for all types of intelligent e-learning system diagrams. Analysis modeling techniques are under supports of a variety of business automation tools and software design known as computer-aided software engineering (CASE) [8]. This choice is due to the next advantages over conventional means of drawing: 1) they easily allow to improve the quality of the diagrams in repeated requirements (since, one can not create an excellent model with the first time and there are some external and internal changes during simulation process, thus, iteration can be a key to success in simulation of systems); 2) CASE-tools support the rules for each modeling method and can identify syntax errors, inconsistencies and detect semantic errors in the chart that is not always possible to do manually.

On fig. 1 and fig. 2 sequence diagram and diagram of collaboration which show transactions between separate modules of intelligent e-learning system are presented.

They reflect how systems modules exchange data in dynamics and shows interactions of classes and messages exchanged for better understanding user requirements. Part of state transition diagram (acceptance of person's answer and comparing with the right one) is presented on fig. 3 and forms complete and clear understanding of the mechanism of a final number of states.

State transition diagram contains three types of elements: initial, final states and state transitions. The diagram shows the state transition as not a part of processes performed by the system, but the only possible state changes, resulting from these processes. Transition diagram helps to understand the intended behavior of system and checking whether all the necessary states and state transitions are described correctly and fully in the functional requirements.

CONCLUSION

Simulation models of user and functional requirements were elaborated on the basis of CASE-tools and provide an analytical support explaining the events and the corresponding responses of the system. It represents process of modules interaction on more higher level of

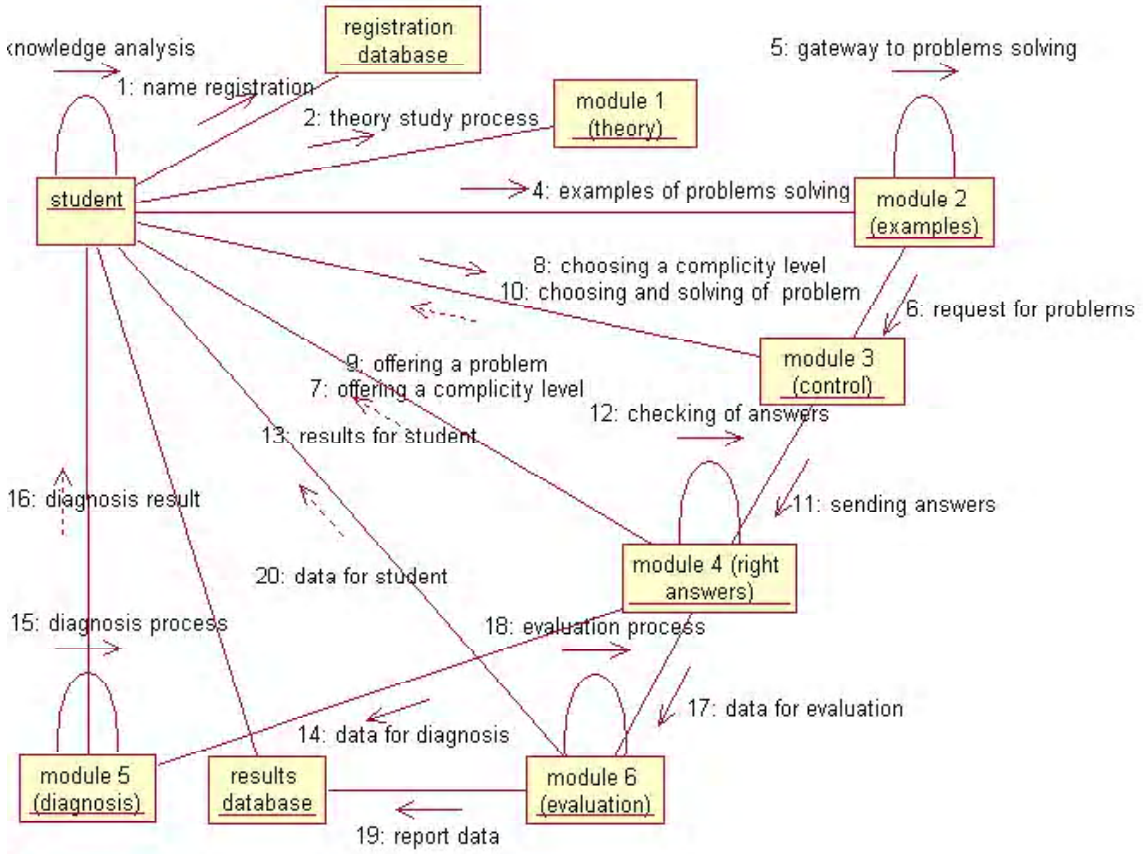


Fig. 1. Intelligent e-learning system collaboration diagram

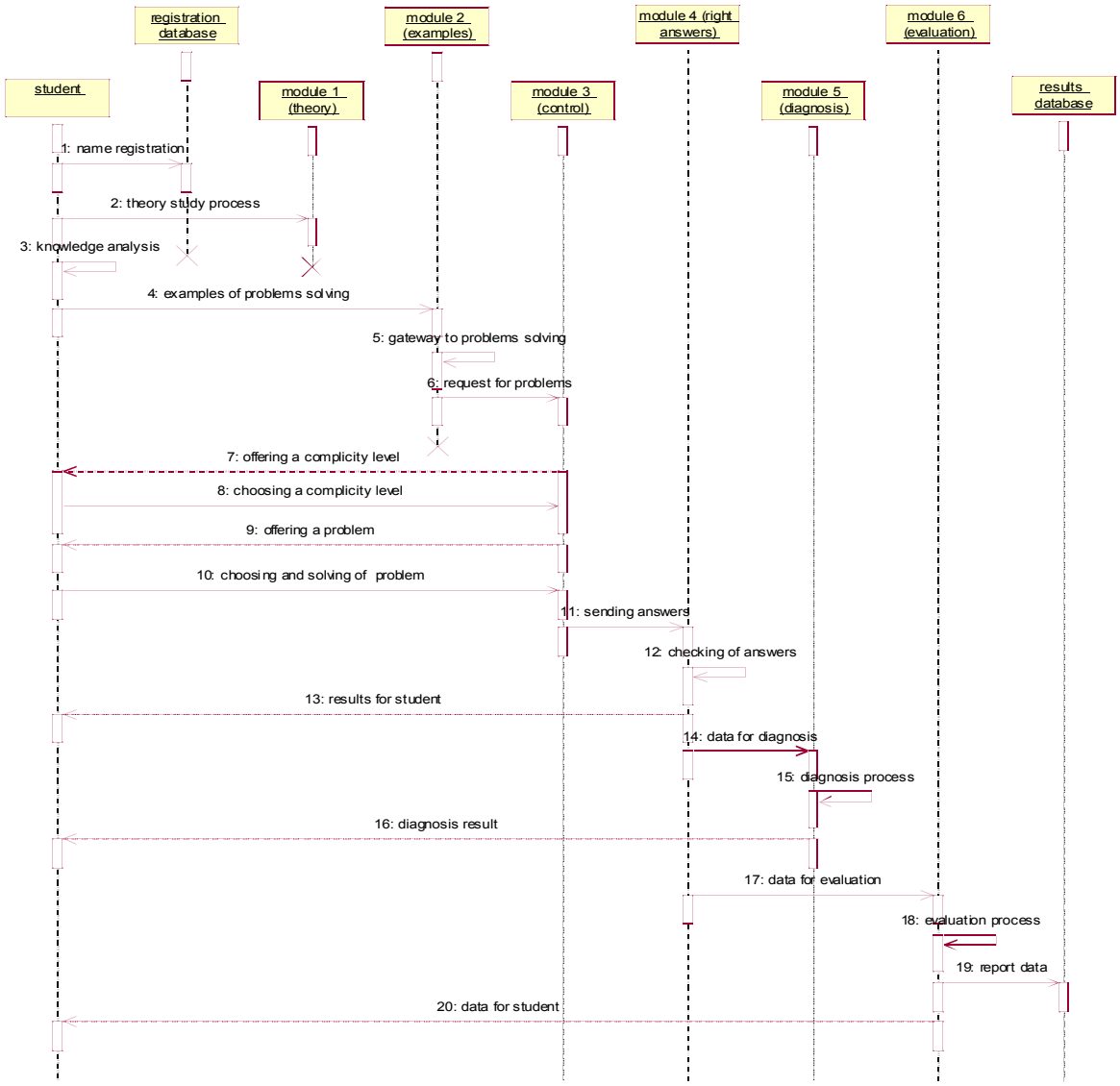


Fig. 2. Intelligent e-learning system sequence diagram

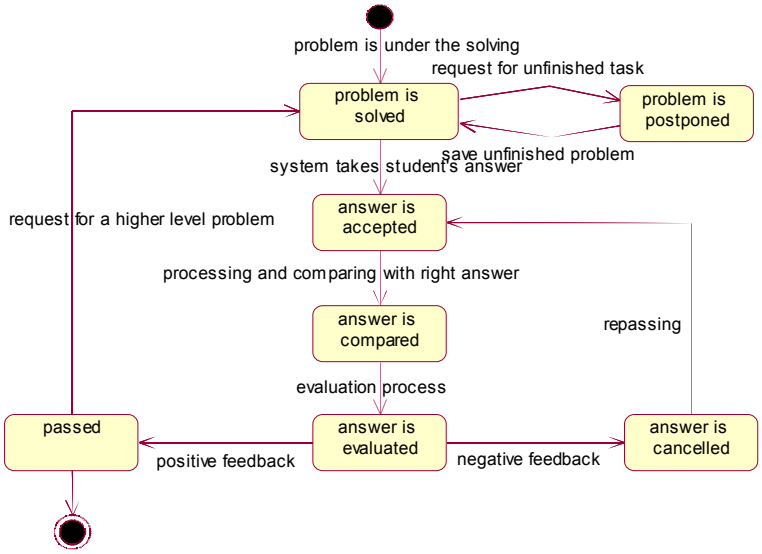


Fig. 3. Part of intelligent e-learning system state transition diagram

understanding than the one that gives the text specification requirements. However, they could not replace the specification requirements on natural language at all because each simulation received has its advantages and its limitations. Visual modeling of intelligent e-learning system is a way of problems perception with visible abstractions, concepts and reproducing of real-world objects. Modeling is carried out through UML-language which includes specified graphical elements of the model and notations. Presented models are various diagrams associated with each other and with their common data definitions in the data dictionary that allows to maintain the model in a consistent state and in accordance with the functional and users requirements for software content.

SPISOK LITERATURY

1. *Пищухина, О. А.* Интеллектуальные обучающие системы в сфере технического образования / О. А. Пищухина // Всеукраїнська науково-технічна конференція «Інтегровані комп'ютерні технології в машинобудуванні: ІКТМ-2010». – Харків : Нац. аерокосм. ун-тет. – 2010. – Т. 2. – С. 118.
2. *Пищухина, О. А.* Подход к формированию обратной связи в интеллектуальных обучающих системах в сфере высшего технического образования / О. А. Пищухина, А. Ю. Клочок // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2011. – № 2(25). – С. 107–110.
3. *Pishchukhina, O. A.* Algorithm of computer learning programs with feedback development / O. A. Pishchukhina, A. Yu. Klochok // Всеукраїнська науково-технічна конференція «Інтегровані комп'ютерні технології в машинобудуванні : ІКТМ-2011». – Х. : Нац. аерокосм. ун-тет. – 2011. – Т. 2 – С. 123.
4. *Кулик, А. С.* Модели и алгоритмы поиска ошибок при решении задач с использованием компьютерных средств обучения. / А. С. Кулик, О. А. Пищухина, А. Ю. Клочок // Радіоелектроніка, інформатика, управління. – 2012. – № 1(26). – С. 59–63.
5. *Вигерс, К.* Разработка требований к программному обеспечению : пер. с англ. / К. Вигерс. – М. : Издательско-торговый дом «Русская редакция», 2004. – 576 с.
6. *Рамбо, Дж.* UML 2.0. Объектно-ориентированное моделирование и разработка. 2-е изд.: Пер. с англ. / Дж. Рамбо, М. Блаха. – С.Пб. : Питер, 2007. – 544 с.
7. *Буч, Г.* Язык UML. Руководство пользователя : пер. с англ. / Г. Буч, Д. Рамбо, А. Джекобсон. – М. : ДМК, 2001. – 432 с.
8. *Боггс, У.* UML и Rational Rose 2002: Пер. с англ. / У. Боггс, М. Боггс. – М. : ЛОРИ, 2004. – 580 с.

Стаття надійшла до редакції 28.10.2013.

Пищухина О. А.
Канд. техн. наук, доцент, Харьковский Национальный университет радиоэлектроники, Украина

АНАЛИТИЧЕСКАЯ ПОДДЕРЖКА РАЗРАБОТКИ ТРЕБОВАНИЙ ДЛЯ ИНТЕЛЛЕКТУАЛЬНЫХ КОМПЬЮТЕРНЫХ СИСТЕМ ОБУЧЕНИЯ

Рассмотрены вопросы анализа и моделирования требований при разработке средств электронного обучения с обратной связью. Определена предметная область формирования требований, обоснован выбор CASE-средств для построения моделей сформированной предметной области. Разработаны визуальные модели функциональных требований и требований пользователя в виде диаграмм, отражающих динамику поведения и логическую структуру системы. Приведенные диаграммы представляют собой инструментальное средство аналитической поддержки процесса формирования требований к интеллектуальным компьютерным системам обучения.

Ключевые слова: аналитическая поддержка, электронное обучение, разработка требований.

Піщухіна О. О.
Канд. техн. наук, доцент, Харьківський Національний університет радіоелектроніки, Україна

АНАЛІТИЧНА ПІДТРИМКА РОЗРОБКИ ВИМОГ ДЛЯ ІНТЕЛЕКТУАЛЬНИХ КОМП'ЮТЕРНИХ СИСТЕМ, ЩО НАВЧАЮТЬ

Розглянуто питання аналізу та моделювання вимог при розробці засобів електронного навчання зі зворотним зв'язком. Визначено предметну область формування вимог, обґрунтовано вибір CASE-засобів для побудови моделей сформованої предметної області. Розроблено візуальні моделі функціональних вимог і вимог користувача у вигляді діаграм, що відображають динаміку поведінки і логічну структуру системи . Наведені діаграми є інструментальним засобом аналітичної підтримки процесу формування вимог до інтелектуальних комп'ютерних систем навчання.

Ключові слова: аналітична підтримка, електронне навчання, розробка вимог.

REFERENCES

1. Pishhuhina O. A. Intellektual'nye obuchajushhie sistemy v sfere tehnicheskogo obrazovanija, *Vseukraïns'ka naukovo-tehnichna konferencija «Integrovani komp'juterni tehnologiï v mashinobuduvanni: IKTM-2010»*, Harkiv, Nac. aerokosm. un-tet., 2010,Vol. 2, p. 118.
2. Pishhuhina O. A., Klochok A. Ju. Podhod k formirovaniju obratnoj svjazi v intellektual'nyh obuchajushhih sistemah v sfere vysshego tehnicheskogo obrazovanija, *Radio Electronics, Computer Science*, *Control*, 2011, No. 2, pp. 107–110.
3. Pishchukhina O. A., Klochok A. Yu. Algorithm of computer learning programs with feedback development, Vseukraïns'ka naukovo-tehnichna konferencija «Integrovani komp'juterni tehnologiï v mashinobuduvanni: IKTM-2011», Harkiv: Nac. aerokosm. un-tet, 2011, Vol. 2, pp. 123.
4. Kulik A. S., Pishhuhina O. A., Klochok A. Ju. Modeli i algoritmy poiska oshibok pri reshenii zadach s ispol'zovaniem komp'juternyh sredstv obuchenija, *Radio Electronics, Computer Science*, *Control*, 2012, No. 1, pp. 94–98.
5. Vigers K. Razrabotka trebovanij k programmnomu obespecheniju.: per. s angl., Moscow, Izdatel'sko-torgovyj dom «Russkaja redakcija», 2004, 576 p.
6. Rambo Dzh., Blaha M. UML 2.0. Ob'ektno-orientirovannoe modelirovanie i razrabotka. 2-e izd.: per. s angl. Sankt-Peterburg, Piter, 2007, 544 p.
7. Buch G., Rambo D., Dzhekobson A., Jazyk UML. Rukovodstvo pol'zovatelja, per. s angl., Moscow, DMK, 2001, 432 p.
8. Boggs U., Boggs M. UML i Rational Rose 2002: per. s angl., Moscow, LORI, 2004, 580 p.

УДК 681.3

Сергиенко А. В.[1], Каргин А. А.[2]

[1]*Ассистент, Приазовский государственный технический университет», г. Мариуполь, Украина, E-mail: invitery@i.ua*
[2]*Д-р техн. наук, профессор, Донецкий национальный университет, г. Донецк, Украина*

ИНФОРМАЦИОННАЯ ТЕХНОЛОГИЯ ОПРЕДЕЛЕНИЯ НОМЕРА НА ЧУГУНОВОЗНОМ КОВШЕ

В статье рассматривается информационная технология определения номера на чугуновозном ковше. Выделены и раскрыты этапы обработки: предварительная фильтрация и неполная пороговая обработка глобальной бинаризацией, локализация при помощи кластеризации изображения и идентификация, при помощи оригинального метода, базирующегося на нечетком представлении изображений и сравнении их с нечеткими эталономи. В результате проведенных экспериментов подтверждается эффективность обработки по предлагаемой технологии.

Ключевые слова: изображение, функция яркости, фильтрация, бинаризация, кластеризация, сегмент, идентификация, нечеткое представление, эталон.

ВВЕДЕНИЕ

Для транспортировки чугуна от доменных печей к миксерному отделению кислородно-конверторного цеха (ККЦ) используются ковши. Для учета и контроля над их состоянием используется автоматизированная система мониторинга, отслеживающая передвижение перевозящих ковши платформ. Такая система не предусматривает ситуацию, в которой ковш будет установлен не на «свою» платформу.

Для усовершенствования автоматизированной системы мониторинга движения чугуновозных ковшей, было предложено прибегнуть к оптическому распознаванию номера.

В ходе транспортировки и выполнения технологических операций ковши подвергаются воздействию высоких температур, могут приобретать нашлепки чугуна и потеки извести, значительно пылиться. Поэтому на производстве используется наиболее устойчивый способ – вручную (без трафарета) известью наносится номер.

СОСТОЯНИЕ ВОПРОСА

Анализ литературных источников показал, что для решения аналогичных задач используют различные средства для решения задачи распознавания [1–4] – адаптивное распознавание символов, применение клеточных автоматов, моделирование нейросети для решения задачи идентификации символов. Наиболее близкой к задаче распознавания номера на ковше является распознавания номера на железнодорожных вагонах [5]. Известны системы для учета контейнерных перевозок в порту, терминале или на сортировочной станции: Карго-Инспектор, Контейнер-КОНТРОЛЬ; для контроля подвижного состава и грузов, доставляемых по железной дороге: Транзит-Инспектор [6]; ARSCIS [7]; Видеолокатор [8]; RailwayDisp [9].

Разработанные системы и программные продукты имеют ряд недостатков: неустойчивость к плохому качеству освещения, для удобства локализации номера на объектах нанесены с помощью трафаретов, программы используют привязку к шаблонам номерных знаков транспортных средств конкретных стран, для которых они разработаны. Если система дает хороший результат локализации и высокую скорость работы, то она имеет высокую стоимость. В таких системах алгоритм локализации производит поиск зон – прямоугольных фрагментов изображения, предположительно содержащих образ текстовой метки, с помощью сканирующего окна фиксированного размера. Результат локализации снижается при сильной загрязненности цистерн и вагонов.

Поэтому рассмотренные методы локализации не могут быть в чистом виде применены для решения имеющейся задачи. Необходимо улучшить идентификацию за счет новой информационной технологии определения номера на чугуновозном ковше.

ПОСТАНОВКА ПРОБЛЕМЫ

Камерой в градациях серого цвета получается изображение ковша с номером. Входящее изображение (рис. 1) может быть зашумлено и содержать элементы, искажающие идентифицируемый номер (потеки извести, чугуна, налипшую пыль и прочее); содержать неинформативные высокояркостные участки (небо, стена, элементы близстоящих металлоконструкций); обладать разным уровнем освещенности из-за времени дня, метеоусловий. Необходимо идентифицировать ковш по изображению его номера.

Рис. 1. Пример исходных фотоизображений

© Сергиенко А. В., Каргин А. А., 2013

КОНЦЕПТУАЛЬНЫЙ ПОДХОД

Проводимую обработку можно разделить на этапы: предварительная обработка – фильтрация и бинаризация, локализация номера и идентификация.

ПРЕДВАРИТЕЛЬНАЯ ОБРАБОТКА ИЗОБРАЖЕНИЯ

На вход системы поступает изображение, ширина и высота которого $m \times n$. Изображение характеризуется функцией яркости (1):

$$f_{i,j} \in [0,1], \tag{1}$$

где $i \in [0, m-1]$, $j \in [0, n-1]$.

Средняя яркость фотографии рассчитывается:

$$\overline{F} = \frac{\sum_{i=0}^{m-1} \sum_{j=0}^{n-1} f_{i,j}}{n \times n}. \tag{2}$$

На данном этапе входящие фотоизображения подвергаются фильтрации и бинаризации. Были исследованы и опробованы: фильтр арифметическое среднее, медианный фильтр, ранговая фильтрация, адаптивная фильтрация Винера, оптимизированная операция фильтрации [10]. В результате экспериментов наименьшее время выполнения показал фильтр «арифметическое среднее», но оказался неприемлемым, поскольку «смазывает» область интереса и размывает шум, увеличивая яркость неинформативных частей изображения. Наиболее эффективной оказалась работа медианного фильтра, оптимизированного по скорости выполнения [11], который и был выбран для предварительной обработки входных изображений – область интереса очерчивается четче, мелкий шум нивелируется и более крупные области высокой яркости уменьшаются.

Далее производится неполная пороговая обработка глобальной бинаризацией изображения:

$$\varphi_{i,j} = \begin{cases} 0, & \text{если } f_{i,j} < T \\ f_{i,j}, & \text{если } f_{i,j} \geq T \end{cases}, \tag{3}$$

где T – порог.

Расчет порогового значения происходит автоматически на основе низкоуровневой характеристики изображения – его средней яркости [12]:

$$T = 2 \cdot \overline{F} - \overline{F}^2. \tag{4}$$

Вид получаемого при проведении обработки изображения приводится далее в компьютерном эксперименте.

ЛОКАЛИЗАЦИЯ НОМЕРА НА ИЗОБРАЖЕНИИ

Экспериментально были рассмотрены следующие методы: на основе низкоуровневых характеристик изображения (показал достоверность локализации 92 %) и на основе пороговой обработки и кластеризации (показал достоверность 96 %) [12, 13].

При обработке по описываемой технологии используется метод с более высокой достоверностью локализации. По этому методу, изображение после предварительной обработки, разбивается на равные ячейки (по ширине – kx, по высоте – ky). Количество элементов в ячейке по ширине – $px = m/kx$, по высоте – $py = n/ky$. Для каждой ячейки рассчитывается средняя яркость $M_{i,j}$:

$$M_{i,j} = \frac{\sum_{l=0}^{px-1} \sum_{k=0}^{py-1} \varphi_{l,k}}{px \cdot py}, \tag{5}$$

где $i \in [0, kx-1]$, $j \in [0, ky-1]$, $l \in [0, px-1]$, $k \in [0, py-1]$.

Далее выполняется кластеризация изображения по яркости ячеек, т.е. по значениям матрицы M. Кластеризация производится методом поиска ближайшего соседа с модификацией поиска и использованием скользящего окна. Соответственно массиву M образовывается массив K, содержащий имена кластеров. Перед обработкой все элементы принадлежат нулевому кластеру. Если анализируемое значение $M_{i,j}$ имеет яркость больше порога σ – то соответствующему значению $K_{i,j}$ назначается имя кластера, которое уже присвоено одному из элементов в апертуре – $K_{i-1,j}$, $K_{i+1,j}$, $K_{i,j-1}$ или $K_{i,j+1}$, если его значение 0 – то $K_{i,j}$ дается новое имя, следующее по счету число после уже присвоенных.

Для локализации информативной области анализируется массив K: подсчитывается количество элементов в каждом кластере. Информативной областью считается кластер, обладающий наибольшим количеством элементов. Вокруг этого кластера по самым выпирающим точкам описывается прямоугольник, координаты пикселей, входящих в прямоугольник, фиксируются. По локализованной области формируется выходной сегмент, внешний вид которого приводится далее в компьютерном эксперименте.

ИДЕНТИФИКАЦИЯ НОМЕРА

Идентификация номера чугуновозного ковша происходит при помощи оригинального метода, базирующегося на нечетком представлении изображений и сравнении их с эталонными сегментами [14]. Идея метода идентификации состоит в следующем: вначале необходимо найти общую область двух сопоставляемых разновеликих сегментов, именуемых ядром; с этим ядром необходимо связать систему координат и пересчитать пиксельное представление обоих изображений в одну систему координат.

Начало системы координат ядра поместить в характеристическую точку представления изображения цифр – это точка, которая рассчитывается как центр тяжести изображения. Ядра анализируемого сегмента и прототипа $\{A''\}, \{B''\}$ разбиваются на блоки $\Omega_{i,j}$ размером

$n \times n$. Количество блоков для множеств $\{A''\}, \{B''\}$ рассчитывается: $C = \text{round}(W/n)$; $D = \text{round}(H/n)$.

Множество блоков ядер изображения и прототипа обозначим:

$$\Omega^A = \left\{ \Omega^A_{r,s} \middle| r = \overline{1,C}; s = \overline{1,D} \right\},$$

$$\Omega^B = \left\{ \Omega^B_{r,s} \middle| r = \overline{1,C}; s = \overline{1,D} \right\}.$$

Отдельные блоки $\Omega^A_{r,s}$ и $\Omega^B_{r,s}$ множеств Ω^A и Ω^B, соответственно, задаются двумя характеристиками: множеством координат пикселей, входящих в блок:

$$\Omega^A_{r,s} = \Omega^B_{r,s} = \left\{ (i,j) \middle| i = \overline{(C-1)\cdot n + 1, C\cdot n}, j = \overline{(D-1)\cdot n + 1, D\cdot n} \right\},$$

и множеством бинаризированых функций яркости: $g_A : \Omega^A_{r,s} \to [0,1], g_B : \Omega^B_{r,s} \to [0,1]$.

Вводим два нечетких множества $\underset{\sim}{\Omega}^A$, $\underset{\sim}{\Omega}^B$, которые определены на универсальных множествах Ω^A, Ω^B их функции принадлежности:

$$\mu_{\underset{\sim}{\Omega}^A}\left(\underset{\sim}{\Omega}^A_{r,s}\right) = \frac{\sum\limits_{i,j \in \Omega_{r,s}} g_A(i,j)}{\left|\Omega^A_{r,s}\right|},$$

$$\mu_{\underset{\sim}{\Omega}^B}\left(\underset{\sim}{\Omega}^B_{r,s}\right) = \frac{\sum\limits_{i,j \in \Omega_{r,s}} g_B(i,j)}{\left|\Omega^B_{r,s}\right|}. \quad (6)$$

В результате получаем нечеткие множества:

$$\underset{\sim}{\Omega}^A = \left\{ \Omega^A_{r,s} \middle| \mu_{\underset{\sim}{\Omega}^A}\left(\Omega^A_{r,s}\right) \right\}, \ \underset{\sim}{\Omega}^B = \left\{ \Omega^B_{r,s} \middle| \mu_{\underset{\sim}{\Omega}^B}\left(\Omega^B_{r,s}\right) \right\}. \quad (7)$$

Затем находим относительное расстояние Хемминга:

$$\rho\left(\underset{\sim}{\Omega}^A, \underset{\sim}{\Omega}^B\right) = \frac{\sum\limits_{r=1}^{C}\sum\limits_{s=1}^{D}\left|\mu_{\underset{\sim}{\Omega}^A}\left(\underset{\sim}{\Omega}^A_{r,s}\right) - \mu_{\underset{\sim}{\Omega}^B}\left(\underset{\sim}{\Omega}^B_{r,s}\right)\right|}{\left|\Omega^A\right|}. \quad (8)$$

Для анализируемого сегмента и всех прототипов, имеющихся в базе данных, рассчитывать значения относительного расстояния Хемминга и отсортировать их по убыванию.

ОБСУЖДЕНИЕ РЕЗУЛЬТАТОВ КОМПЬЮТЕРНОГО ЭКСПЕРИМЕНТА

Выполнена поэтапная обработка входного изображения с иллюстрацией получаемых результатов. Представлена обработка изображений ковшей с номерами 026 и 030. При идентификации с различными эталонами проведено сравнение сегмента изображения ковша с № 026.

Этап 1 – предварительная обработка.

На вход подавались изображения, показанные на рис. 1. Результат показан на рис. 2.

Этап 2 – локализация.

На вход подавались изображения, показанные на рис. 2. Результирующие сегменты приведены на рис. 3.

Этап 3 – идентификация.

Было проведено сравнение полученных сегментов ковшей со всеми сегментами-прототипами, хранящимися в базе данных. По наименьшему значению расстояния Хемминга определялся эталон и соответствующий номер на изображении ковша. Из рис. 4 видно, что анализируемому сегменту соответствует эталон с номером 026, т. е. идентификация успешна.

ВЫВОДЫ

Компьютерный эксперимент идентификации номера ковша по предложенной в статье технологии подтвердил достаточно высокую эффективность обработки. Так, относительное расстояние Хемминга при сравнении изображений сегментов фото одного и того же ковша

Рис. 2. Пример исходных фотоизображений

Рис. 3. Примеры выделенных областей интереса

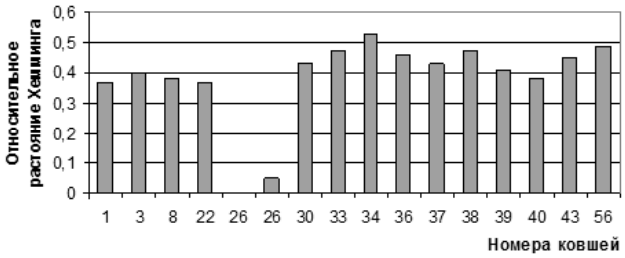


Рис. 4. Относительное расстояние Хемминга при сравнении сегмента ковша № 026 и эталонов ковшей с номерами: № 01, 03, 08, 022, 026, 026, 030, 033, 034, 036, 037, 038, 039, 040, 043, 056

для разных условий составило 0,01÷0,16, для разных ковшей – 0,26÷0,49, что достаточно для принятия решения о нахождении оценки близости в диапазоне вариаций внешних условий съемки номера ковша, соответствующей эталону или не принадлежащей этому эталону. Ошибки первого рода находятся в диапазоне 0÷0,07, второго рода в диапазоне 0÷0,01. Средняя погрешность идентификации составила 4 %.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Тэрано, Т.* Прикладные нечеткие системы / Т. Тэрано, К. Асаи, М. Сугэно ; пер. с япон. Ю. Н. Чернышова. – М. : Мир, 1993. – 368 с.
2. *Арлазаров, В. Л.* Адаптивное распознавание символов [Электронный ресурс] / В. Л. Арлазаров, В. В. Троянкер, Н. В. Котович // Режим доступа к статье: http://www.cuneiform.ru/tech/adaptive.html
3. *Васюра, А. С.* Моделирование нейросети для решения задачи идентификации символов [Электронный ресурс] / А. С. Васюра, Т. Б. Мартынюк, Л. М. Куперштейн // Наукові праці ВНТУ. – 2007. – № 1. – Режим доступа к статье: www.nbuv.gov.ua/e-journals/VNTU/2007-1/ru/07vasosi_ru.pdf
4. *Zhang, L.* Italic Font Recognition Using Stroke Pattern Analysis on Wavelet Decomposed Word Images, / L. Zhang, Y. Lu, C. L. Tan // The 17th International Conference on Pattern Recognition, ICPR2004, Cambridge, United Kingdom, 23–26 August 2004. – vol. 4. – pp. 835– 838 // Режим доступа к статье www.comp.nus.edu.sg/~tancl/Papers/ICPR04/Italic_DIAL2004.pdf
5. *Смирнов, А. Е.* Метод распознавания номера вагона с помощью механизма нечеткого вывода / А. Е. Смирнов // Вестник РГРТУ. – 2007. – Вып. 22. – С. 24–27.
6. Распознавание номеров вагонов // Транзит-Инспектор URL: http://www.iss.ru/products/transit/ (дата обращения: 07.07.2013).
7. Система распознавания номеров вагонов, учет вагонов, контроль вагонов, учет простоя загонов, ЭТРАН, МЕТТЛЕР ТОЛЕДО // Система распознавания номеров вагонов «ARSCIS» и автоматизированные системы управления железнодорожными грузоперевозками URL: http://www.mallenom.ru/arscis.php (дата обращения: 07.07.2013).
8. Распознавание номеров ЖД вагонов // Технология «Видеолокатор» URL: http://www.iss.ru/products/transit/ (дата обращения: 07.07.2013)
9. Система распознавания номеров железнодорожных вагонов RailwayDisp // Intlab URL: http://www.intlab.ru/page.php?ipage=railwaydisp_info (дата обращения: 07.07.2013).
10. *Дьяконов, В. П.* MATLAB. Обработка сигналов и изображений. Специальный справочник / В. П. Дьяконов, И. В. Абраменкова. – С.Пб. : Питер, 2002. – С. 517–584.
11. *Бровко, Р. С.* Оптимизированный вариант реализации медианного фильтра / Р. С. Бровко, В. В. Мухин // Вісник Запорізького національного університету. – 2010. – № 2. – С. 18–23.
12. *Сергиенко, А. В.* Метод локализации информативных областей на изображении на основе пороговой обработки и кластеризации // IX Міжнародна науково-технічна конференція «Гіротехнології, навігація, керування рухом і конструювання авіаційно-космічної техніки» : збірка доповідей. – К. : НТУУ «КПІ», 2013. – Т. 2. – С. 488–491.
13. Метод локализации информативных областей на основе низкоуровневых характеристик изображения / [Каргин А. А., Сергиенко А. В., Пятикоп Е. Е., Плескачевская В. С.] // Системы обработки информации : сб. наук. трудов. – ХНТУ. – Харьков, 2013. – Вип. 1 (108). – С. 61–66.
14. *Каргин, А. А.* Идентификация номера чугуновозного ковша по сегменту изображения сравнением его с эталонным сегментом / А. А. Каргин, А. В. Сергиенко // Проблеми інформаційних технологій, зб. наук. праць. – Херсон, 2010. – Вип. 7. – С. 114–121.

Стаття надійшла до редакції 13.08.2013.

Сергієнко А. В.[1], Каргін А. А.[2]
[1]Асистент, ДВНЗ «Приазовський державний технічний університет», м. Маріуполь, Україна
[2]Д-р техн. наук, професор Донецького національного університету, м. Донецьк, Україна

ІНФОРМАЦІЙНА ТЕХНОЛОГІЯ ВИЗНАЧЕННЯ НОМЕРА НА ЧАВУНОВОЗНОМУ КОВШІ

У статті розглядається інформаційна технологія визначення номера на чавуновізному ковші. Виділені й розкриті етапи обробки: попередня фільтрація й неповна гранична обробка глобальною бінаризацією, локалізація за допомогою кластеризації зображення й ідентифікація, за допомогою оригінального методу, що базується на нечіткому представленні зображень і порівнянні їх з нечіткими еталонами. У результаті проведених експериментів підтверджується ефективність обробки за пропонованою технологією.

Ключові слова: зображення, функція яскравості, фільтрація, бінарізація, кластеризація, сегмент, ідентифікація, нечітке представлення, еталон.

Sergienko A. V.[1], Kargin A. A.[2]
[1]Assistant, Priazovskyi State Technical University, Mariupol, Ukraine
[2]Doctor of technical science, professor, Doneckkyi National University, Doneck, Ukraine

INFORMATION TECHNOLOGY FOR RECOGNITION OF THE NUMBER ON THE HOT METAL TRANSFER LADLE

The article describes the information technology for recognition of the number on the hot metal transfer ladle. Processing stages have been identified and described: preliminary processing, localization and number identification. The filtration and incomplete thresholding by means of global binarization with an automatic choice of a threshold have been analyzed. Localization is executed by a single linkage (the nearest neighbour) method with the modified windowing search algorithm. After localization area has been identified, a segment is generated. Identification is accomplished by means of a unique method, which is based on an indistinct representation of images and their comparison with indistinct standards. Combining in a characteristic point the segment which is being analyzed with a prototype segment kernels are formed. Those are then fractured into blocks. Based on these blocks two fuzzy sets are obtained – one for the segment that is being analyzed and one for the prototype. For these sets the relative Hamming distance is then calculated. The calculated value shows the degree of similarity of the segments. During the tests it was proved that the Hamming distance for the segments with identical

numbers is 0,01÷0,16, whereas for the segments with numbers of different ladles it is 0,26÷0,49, which is enough for a successful identification of a ladle by the image of its number.

Keywords: image, brightness function, filtration, binarization, clusterization, segment, identification, indistinct representation, prototype.

REFERENCES

1. Te'rano T. Asai K., Suge'no M. Pricladny'e nechetkie sistemy', Per. s iapon. Iu. N. Cherny'shova. Moscow, Mir, 1993, 368 p.
2. Arlazarov V. L., Troianker V. V., Kotovich N. V. Adaptivnoe raspoznavanie simvolov [E'lektronny'i' resurs], *Rezhim dostupa k stat'e*, http://www.cuneiform.ru/tech/adaptive.html
3. Vasiura A. S., Marty'niuk T. B., Coopershtei'n L. M. Modelirovanie nei'roseti dlia resheniia zadachi identifikatcii simvolov [E'lektronny'i' resurs], *Naukovi pratci VNTU*, 2007, No. 1, Rezhim dostupa k stat'e: www.nbuv.gov.ua/e-journals/VNTU/2007-1/ru/07vasosi_ru.pdf
4. Zhang L., Lu Y., Tan C. L. Italic Font Recognition Using Stroke Pattern Analysis on Wave-let Decomposed Word Images, *The 17th International Conference on Pattern Recognition, ICPR2004*, Cambridge, United Kingdom, 23–26 August 2004, vol. 4, pp. 835–838, Rezhim dostupa k stat'e www.comp.nus.edu.sg/~tancl/Papers/ICPR04/Italic_DIAL2004.pdf
5. Smirnov A. E. Metod raspoznavaniia nomera vagona s pomoshch'iu mehanizma nechetkogo vy'voda, *Vestneyk RGRTU,* 2007, Vy'p. 22, pp. 24–27.
6. Raspoznavanie nomerov vagonov, Tranzit-Inspektor URL: http://www.iss.ru/products/transit/ (data obrashcheniia: 07.07.2013).
7. Sistema raspoznavaniia nomerov vagonov, uchet vagonov, kontrol' vagonov, uchet prostoia zagonov, E'TRAN, METTLER TOLEDO, *Sistema raspoznavaniia nomerov vagonov «ARSCIS» i avtomatizirovanny'e sistemy' upravleniia zheleznodorozhny'mi gruzopere-vozkami URL*, http://www.mallenom.ru/arscis.php (data obrashcheniia: 07.07.2013).
8. Raspoznavanie nomerov ZHD vagonov, *Tekhnologiia «Videolokator» URL*, http://www.iss.ru/products/transit/ (data obrashcheniia: 07.07.2013)
9. Sistema raspoznavaniia nomerov zheleznodorozhny'kh vagonov RailwayDisp, Intlab URL, http://www.intlab.ru/page.php?ipage=railwaydisp_info (data obrashcheniia: 07.07.2013).
10. D'iakonov V. P., Abramenkova I. V. MATLAB. Obrabotka signalov i izobrazhenii'. Spetcial'ny'i' spravochnik, Sankt-Peterburg, Peter, 2002, pp. 517–584.
11. Brovko R. S., Muhin V. V. Optimizirovanny'i' variant realizatcii mediannogo fil'tra, *Visnik Zaporiz'kogo natcional'nogo universitetu*, 2010, No. 2, pp. 18–23.
12. Sergienko A. V. Metod lokalizatcii informativny'kh oblastei' na izobrazhenii na os-nove porogovoi' obrabotki i clasterizatcii, *IX Mizhnarodna naukovo-tekhnichna konferentciia «Girotekhnologiï, navigatciia, keruvannia ruhom i konstruiuvannia aviatcii'no-kosmichnoï tekhniki»: Zbirka dopovidei',* Kiev, NTUU «KPI», 2013, Vol. 2, pp. 488–491.
13. Kargin A. A. Sergienko A. V., Piatikop E. E., Pleskachevskaia V. S. Metod lokalizatcii informativny'kh oblastei' na osnove nizkourovnevy'kh harakteristik izobrazheniia, *Sistemy' obrabotki informatcii : sb. nauk. Trudov,* Har'kov, KHNTU, 2013, Vip. 1 (108), pp. 61–66.
14. Kargin A. A., Sergienko A. V. Identifikatciia nomera chugunovoznogo kovsha po segmentu izobrazheniia sravneniem ego s e'talonny'm segmentom, *Problemi informatcii'nikh tekhnologii', zb. nauk. pratc'*. KHerson, 2010, Vip. 7, pp. 114–121.

УДК 004.627: 004.272.26

Скрупский С. Ю.

Канд. техн. наук, старший преподаватель, Запорожский национальный технический университет, Украина, E-mail: 88sts88@mail.ru

КОМПРЕССИЯ ULTRA HD-ВИДЕОИНФОРМАЦИИ В РАСПРЕДЕЛЕННОЙ КОМПЬЮТЕРНОЙ СИСТЕМЕ

Рассмотрены преимущества и недостатки современного формата представления видеоинформации Ultra HD. Выполнена оценка вычислительной сложности операции поиска векторов движения в видеопоследовательности. Проанализирован метод распределения видеоинформации по узлам распределенной системы, который использован для распараллеливания процесса компрессии видеоинформации на кластере. Экспериментально исследованы объективные показатели результата компрессии Ultra HD-видеоинформации в распределенной системе в зависимости от применяемого алгоритма оценки движения и ширины области поиска векторов движения.

Ключевые слова: Ultra HD-видеоинформация, распределенная компьютерная система, компрессия, битрейт, коэффициент сжатия, уровень искажения, корреляция.

ВВЕДЕНИЕ

Активное развитие формата телевидения высокой четкости (HD television) по всему миру способствовало значительному повышению качества представления видеоконтента. В 2013 году на международной конференции Consumer Electronics Show был представлен формат Ultra HD, суть которого заключается в повышении разрешения видеоконтента с 1920x1080 пикселов до 3840x2160 (4K UHD) и 7680x4320 (8K UHD), максимальная частота кадров повышена с 50 до 120 прогрессивных кадров в секунду [1]. Помимо положительных моментов, новый формат телевидения вносит целый ряд проблем: значительное увеличение объемов хранимых данных, повышение требований к производительности компьютерных систем, осуществляющих обработку и компрессию такой видеоинформации, ужесточение требований к каналам передачи данных.

Одним из путей решения таких проблем может быть применение параллельных и распределенных компьютерных систем для компрессии Ultra HD-видеоинформации. Это позволит добиться ускорения вычислительного процесса и снизить время сжатия видеоконтента.

ПОСТАНОВКА ЗАДАЧИ

Рассмотрим основную операцию любого современного алгоритма сжатия видеопоследовательностей, обладающую наибольшей вычислительной сложностью во всей структуре сжатия, – операцию оценки движения (ОД) блоков кадров видеопоследовательности [2]. Ее суть заключается в следующем: кадры разбиваются на блоки, далее выполняется ОД, при которой в текущем кадре, для каждого блока осуществляется поиск в предыдущем кадре наиболее «похожего» блока, смещенного на вектор, называемый вектором движения.

Таким образом, для каждого блока C_n в текущем кадре с номером n выполняется поиск блока C_k в ограниченной области предыдущего кадра с номером $k<n$, соответствующий минимальному значению некоторого критерия. В качестве такого критерия чаще всего применяется сумма абсолютных различий значений пикселов блоков ($SAD \to \min$):

$$SAD(v) = \sum_{(x,y)\in C_n} \left| C_n(x,y) - C_k(x+v_x, y+v_y) \right|, \quad (1)$$

где $v = (v_x, v_y)$ – вектор движения; $|v_x| \le \Omega$ и $|v_y| \le \Omega$, Ω – ширина области поиска; $C_n(x, y)$ – значения яркостных и цветоразностных компонент пиксела с координатами (x, y) в блоке C_n; $C_k(x+v_x, y+v_y)$ – значения яркостных и цветоразностных компонент пиксела с координатами $(x+v_x, y+v_y)$ в блоке C_k, смещенном на вектор движения v.

Найденные вектора движения кадра используются при его кодировании, что позволяет сократить временную или интеркадровую избыточность видеопоследовательности.

Выполним оценку вычислительной сложности алгоритма полного перебора векторов движения видеопоследовательности. Данный алгоритм позволяет получить наилучшее качество результата сжатия при наибольшей вычислительной сложности. Его вычислительную сложность будем использовать для оценки наихудшего случая времени сжатия видеопоследовательности. Пусть видеопоследовательность состоит из N кадров разрешением WxH пикселов каждый. Алгоритм оценки движения делит кадр на блоки размером a_{size}xb_{size} пикселов. Поиск векторов движения выполняется в области шириной Ω пикселов. Тогда оценка вычислительной сложности ОД видеопоследовательности в общем случае для всех цветовых моделей может быть представлена в виде следующего выражения:

$$O\left[(N-1) \cdot \frac{W \cdot H}{a_{size} \cdot b_{size}} \cdot (2 \cdot \Omega + 1)^2 \right]. \quad (2)$$

© Скрупский С. Ю., 2013

Из этой формулы несложно заметить, что увеличение разрешения кадра видеопоследовательности в формате Ultra HD приведет к линейному повышению времени выполнения ОД для сжатия. Алгоритмы так называемой «быстрой» оценки движения выполняют ОД в ограниченной некоторым шаблоном (например, крест, шестиугольник и т. д.) области поиска [2]. Это позволяет существенно уменьшить величину Ω и, тем самым, ценой снижения качества результата сократить время сжатия видеопоследовательности.

Целью данной работы является распараллеливание процесса компрессии Ultra HD-видеоинформации в распределенной системе (секции 1 и 2), получение объективных показателей результата компрессии при различных параметрах кодера (секция 3), а так же оценка современного стандарта сжатия видеопоследовательностей H.264 для такой видеоинформации.

1 РАСПАРАЛЛЕЛИВАНИЕ ПРОЦЕССА КОМПРЕССИИ ULTRA HD-ВИДЕОИНФОРМАЦИИ

Для распараллеливания компрессии видеоинформации в распределенной системе существуют несколько подходов, которые принципиально различаются зернистостью параллелизма. К наиболее часто применяемым подходам можно отнести следующие [3–5]:

1. Деление кадра на блоки и независимое сжатие блоков на узлах системы. Такой подход позволяет устранять только пространственную или интракадровую избыточность, поскольку для устранения временной избыточности необходимы минимум два смежных кадра. Видеоинформация в формате Ultra HD обладает более высоким разрешением кадра по сравнению с HD, вследствие чего, число образуемых блоков будет велико (например, 8100 блоков размером 64x64 пиксела) и зернистость параллелизма будет слишком мелкая. Другим недостатком такого подхода является увеличение накладных затрат: транспортировка по сети и объединение большого числа блоков от различных узлов в кадры.

2. Независимое сжатие отдельных кадров на узлах системы. Этот подход так же позволяет устранять только пространственную избыточность, однако зернистость параллелизма крупнее, чем в предыдущем подходе и накладные затраты меньше. Параллельный алгоритм MJPEG использует этот подход для сжатия видеоинформации.

3. Независимое сжатие отдельных групп смежных кадров. Подход позволяет параллельно устранять как временную, так и пространственную избыточность видеоинформации. Однако, результирующий средний битрейт и коэффициент сжатия зависят от конкретных мест деления видеопоследовательности на группы кадров. Зернистость параллелизма самая крупная из рассмотренных подходов, накладные затраты самые маленькие.

В результате анализа наиболее часто применяемых подходов к распараллеливанию компрессии видеоинформации заметно, что самым перспективным подходом к распараллеливанию сжатия видеоинформации в формате Ultra HD является независимое сжатие групп смежных кадров. Для эффективной компрессии такой видеоинформации необходимо устранение и пространственной и временной избыточности.

Применение графического процессора (GPU) для распараллеливания процесса компрессии видеоинформации позволяет получить существенное ускорение по сравнению с центральным процессором (CPU), однако это приводит к снижению качества результата сжатия до 10 % [6].

Рассмотрим предложенный в [7] метод распределения видеоинформации по узлам распределенной системы. Он основан на корреляционном анализе, с динамической чувствительностью анализатора, смежных кадров видеопоследовательности, рассматриваемых в качестве временных рядов. Суть метода заключается в том, что для каждой пары смежных кадров вычисляется коэффициент корреляции $r_{YUV}^{k,k+1}$ (k – номер кадра), учитывающий яркостную и цветоразностные компоненты пикселов, а так же вычисляется значение функции чувствительности к смене сцен анализатора видеопоследовательности $\varphi(k)$. Скорость роста функции чувствительности управляется параметром. Далее сравнивается модуль коэффициента корреляции для данной пары смежных кадров и значение функции чувствительности. Если $|r_{YUV}^{k,k+1}| > \varphi(k)$, тогда анализ видеопоследовательности продолжается: вычисляются $r_{YUV}^{k,k+1}$ и $\varphi(k)$ для следующей пары кадров и снова выполняется сравнение. Иначе, видеопоследовательность разделяется на две части: первая часть содержит кадры анализируемой видеопоследовательности до места, в котором $|r_{YUV}^{k,k+1}| \le \varphi(k)$, и она отправляется на узлы системы для выполнения сжатия, вторая часть содержит кадры после данного места и ее анализ продолжается.

Преимуществом данного метода является нивелирование роста битрейта при сжатии видеопоследовательности в распределенной системе при сохранении того же уровня искажения, что и при последовательной компрессии. То есть коэффициент сжатия видеопоследовательности не ухудшается вследствие распараллеливания. Такие видеопоследовательности после разделения ограничены одной сценой и их смежные кадры характеризуются значительной корреляционной зависимостью, благодаря чему ОД может быть выполнена на относительно небольшой области поиска Ω. Недостатком метода является рост накладных расходов. Так, при сжатии видеоинформации в формате HD 1920x1080 по стандарту MPEG4/H.264 накладные расходы применения метода составляют 7,83 % от общего времени вычислительного процесса [7].

Для распределения Ultra HD-видеоинформации по узлам компьютерной системы будем использовать рассмотренный метод.

2 ОРГАНИЗАЦИЯ ЭКСПЕРИМЕНТОВ

Целью экспериментов является установление объективных показателей результата компрессии видеоинфор-

мации, а так же показателей эффективности применения распределенной системы:

– время сжатия, затраченное на процесс компрессии видеопоследовательности;

– уровень искажения сжатой видеопоследовательности относительно исходной, который характеризует качество сжатия. В данной работе он измеряется в дБ при помощи метрики PSNR [8];

– коэффициент сжатия видеопоследовательности – отношение размера файла, содержащего сжатую видеопоследовательность, к размеру файла с несжатой видеопоследовательностью;

– ускорение вычислительного процесса – отношение времени сжатия всех тестовых видеопоследовательностей на одном узле системы ко времени сжатия на всех задействованных узлах системы;

– эффективность распределенной системы – отношение ускорения вычислительного процесса к числу задействованных узлов.

Для организации экспериментов использованы шесть общепринятых для тестирования методов сжатия видеопоследовательностей: три из них в формате CIF (352x288 пикселов) [9], а три в формате Ultra HD (3840x2160) [10] – «Foreman», «News», «Coastguard». Все видеопоследовательности содержат по 300 кадров.

В распределенной компьютерной системе на узле-планировщике устанавливается анализатор видеопоследовательностей, принимающий входную видеоинформацию и выполняющий ее распределение по узлам компьютерной системы методом [7], при этом чувствительность анализатора задается очень высокой. По мере появления части видеопоследовательностей становятся в очередь FIFO, направленную на вычислительные узлы. Как только освобождается узел системы, он изымает видеопоследовательность из очереди, сжимает ее алгоритмами стандарта H.264 при помощи свободно распространяемого открытого видеокодека FFmpeg [11] и возвращает результат планировщику, где выполняется сбор и конкатенация сжатых видеопоследовательностей. Если все ресурсы заняты, части видеопоследовательностей ожидают в очереди, пока не освободится хотя бы один узел. При этом барьерная синхронизация не выполняется, то есть процессы сжатия видеопоследовательностей узлами происходят асинхронно и независимо друг от друга. Это позволяет уменьшить накладные расходы на ожидание освобождения всех заказанных в распределенной системе ресурсов и синхронизацию узлов системы.

В экспериментах задействовано 4 логических узла, предоставленных для исследований кластера Института проблем моделирования в энергетике (ИПМЭ) им. Г.Е. Пухова г. Киев. Узлы построены на двух центральных процессорах Intel Xeon 5405 каждый с 8 ГБ DDR-2. Коммуникационная среда InfiniBand 20 Гб/с. Логические узлы формируются из состава физических узлов. На узлах установлен планировщик Torque на ОС Scientific Linux 6.3.

Оценка движения блоков для экспериментов выполняется двумя алгоритмами: полный перебор, выполняющий поиск во всей области Ω, и один из алгоритмов «быстрой» оценки движения, а именно, алгоритм «шестиугольника», значительно сокращающий область поиска. В результате экспериментов регистрируется время сжатия каждой видеопоследовательности, общее время вычислительного процесса, уровень искажения, коэффициент сжатия. Затем вычисляется ускорение вычислительного процесса и эффективность распределенной системы.

3 РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

Для видеопоследовательностей в формате CIF установлен битрейт 1 Мбит/с, а для Ultra HD – 20 Мбит/с. Для алгоритма полного перебора область поиска установлена 32 пиксела (на графиках обозначается «ПП 32»), затем – 16 пикселов (на графиках – «ПП 16»). Для алгоритма «шестиугольника» область поиска – 32 пиксела (на графиках обозначается «АШ 32»), затем – 16 пикселов («АШ 16»). Все остальные параметры кодера установлены по умолчанию для стандарта H.264. Зависимость времени сжатия видеопоследовательностей от алгоритма с выбранной шириной области поиска показана на рис. 1.

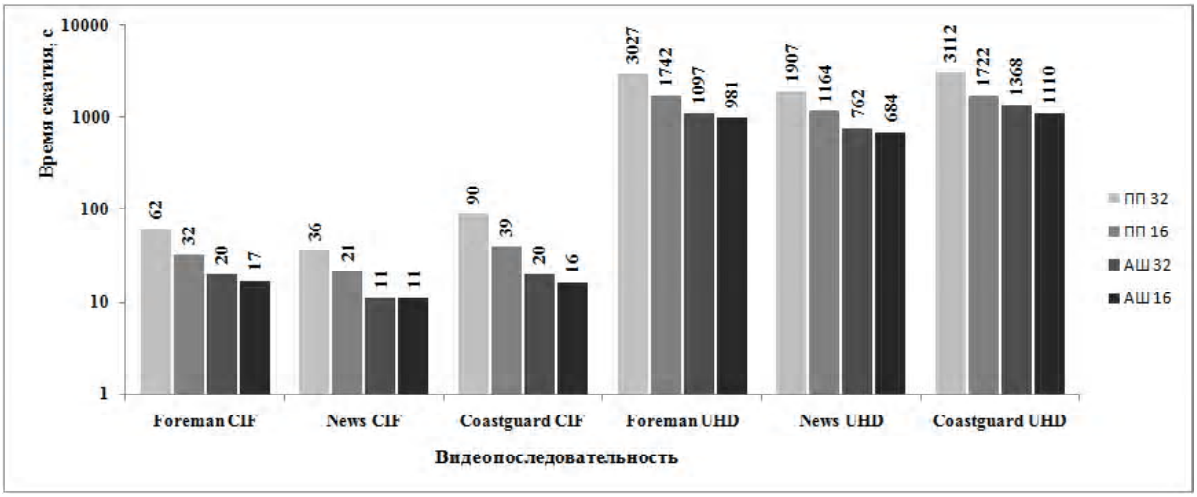


Рис. 1. Зависимость времени сжатия видеопоследовательностей от алгоритма ОД с выбранной шириной области поиска

В таблице 1 показаны характеристики эффективности распределенной системы, использованной для сжатия видеопоследовательностей: T – общее время вычислительного процесса; $T_п$ – накладные затраты на пересылки; $T_а$ – накладные затраты на анализ и распределение частей видеопоследовательности; S – ускорение вычислительного процесса; E – эффективность распределенной системы.

Зависимость уровня искажения сжатых видеопоследовательностей относительно исходных, от алгоритма с выбранной шириной области поиска показана на рис. 2. На рис. 3 видно как влияет алгоритм ОД видеопоследовательности на коэффициент сжатия.

Таблица 1. Характеристики эффективности использованной распределенной системы

Алгоритм ОД	T, с	$T_п$, %	$T_а$, %	S	E
ПП 32	4003	15,71	7,11	2,21	0,53
ПП 16	2651	23,73	10,57	2,02	0,51
АШ 32	2277	27,62	12,3	1,72	0,43
АШ 16	2019	31,15	13,87	1,71	0,43

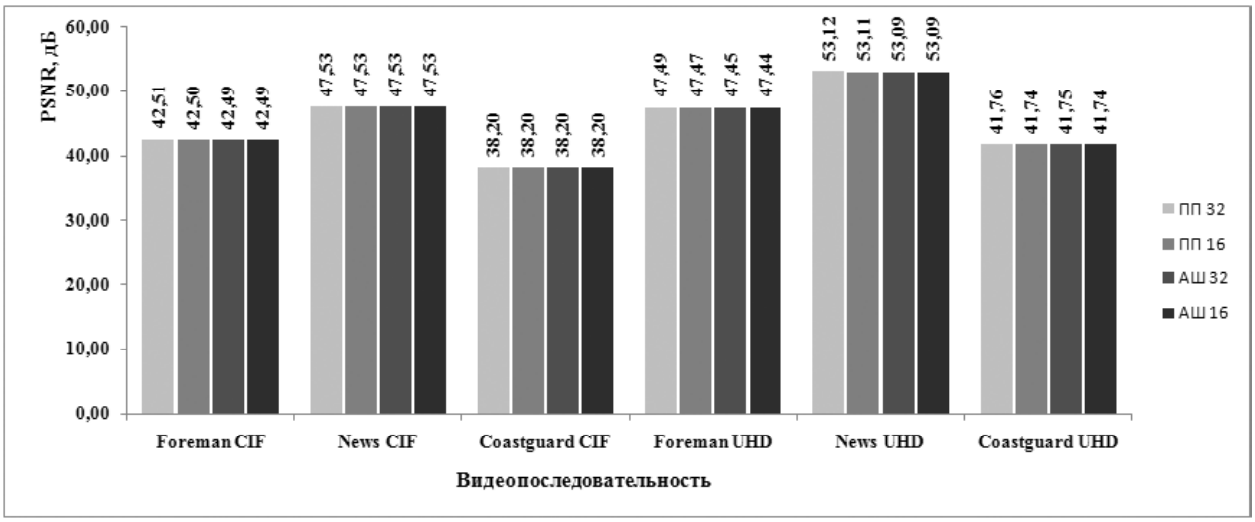


Рис. 2. Зависимость уровня искажения сжатых видеопоследовательностей от алгоритма ОД с выбранной шириной области поиска

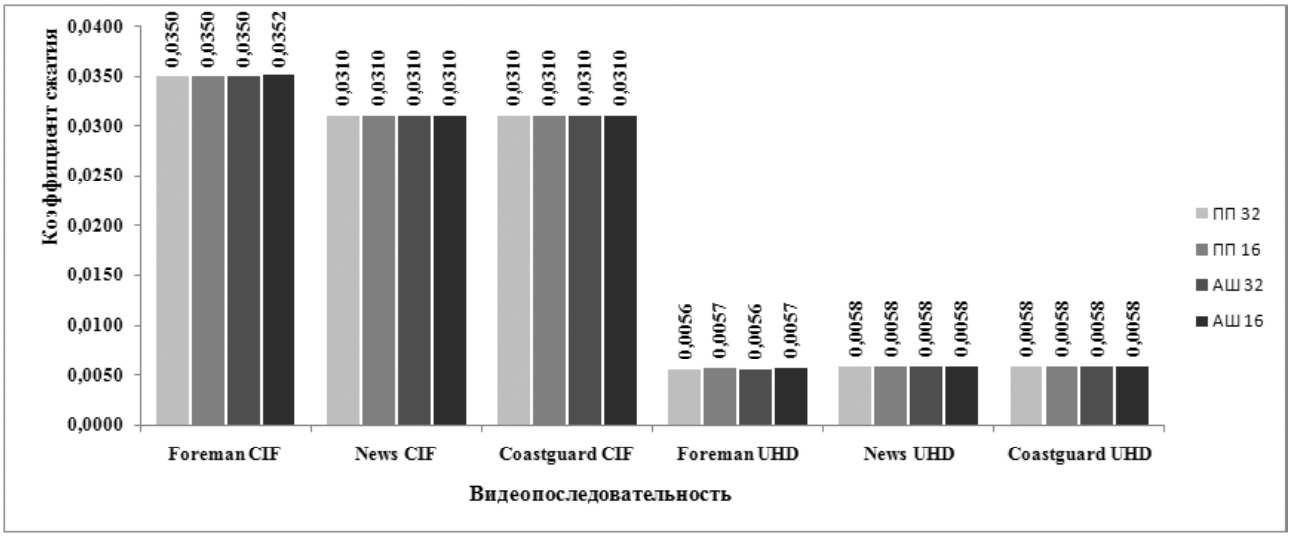


Рис. 3. Зависимость коэффициента сжатия видеопоследовательностей от алгоритма ОД с выбранной шириной области поиска

ВЫВОДЫ

В результате экспериментального исследования процесса сжатия Ultra HD-видеопоследовательностей в распределенной системе можно сформулировать следующие выводы:

– время сжатия видеопоследовательностей алгоритмом полного перебора векторов движения линейно зависит от разрешения кадра и ширины области поиска;

– в алгоритмах «быстрой» оценки движения, в частности, в алгоритме «шестиугольника» сокращение области поиска лишь незначительно уменьшает время сжатия;

– время сжатия видеопоследовательностей без интенсивного движения (например, «News») значительно короче времени сжатия видеопоследовательностей, содержащих интенсивное движение объектов («Foreman», «Coastguard»). Это связано с применением оптимизирующих алгоритмов в стандарте H.264, позволяющих пропускать поиск векторов движения для смежных кадров, не содержащих движение блоков;

– уровень искажения соответствующих видеопоследовательностей, предварительно разделенных на части методом [7] и распределенных по узлам компьютерной системы, изменяется несущественно в зависимости от ширины области поиска в алгоритме ОД. Это обусловлено тем, что после разделения на части смежные кадры таких видеопоследовательностей характеризуются значительной корреляционной зависимостью, следовательно, вектора движения не выходят за ближайшие блоки и оценка движения может быть выполнена на небольшой области поиска;

– алгоритм «быстрой» оценки движения демонстрирует незначительное снижение качества результата (по метрике PSNR) при существенном сокращении времени сжатия по сравнению с алгоритмом полного перебора;

– коэффициент сжатия соответствующих видеопоследовательностей практически не зависит от ширины области поиска векторов движения и от применяемого алгоритма ОД;

– время, затраченное на транспортировку видеопоследовательностей в формате Ultra HD в распределенной системе, составило до 31,15 % от всего вычислительного процесса и существенно снизило ускорение процесса сжатия и эффективность системы. Это является значительным фактором, влияющим на производительность вычислительного процесса;

– накладные затраты на анализ видеопоследовательностей методом [7] прямо пропорциональны разрешению кадра видеопоследовательности и количеству таких кадров. Для видеопоследовательностей в формате Ultra HD накладные затраты на анализ приемлемы и составляют до 13,87 % времени всего вычислительного процесса;

– при сжатии видеопоследовательностей в формате Ultra HD алгоритмы стандарта H.264 продемонстрировали приемлемые показатели коэффициента сжатия и уровня искажения, однако, время сжатия таких видеопоследовательностей слишком велико. В новом стандарте H.265, принятом сектором стандартизации электросвязи Международного союза электросвязи ITU-T в апреле 2013 года предусматривается повышение эффективности сжатия видеоинформации (снижение коэффициента сжатия при том же уровне искажения, который демонстрируют алгоритмы стандарта H.264) в том числе за счет усложнения алгоритмов оценки движения видеопоследовательностей [12].

Представляется перспективным исследование, направленное на снижение вычислительной сложности алгоритмов оценки движения видеопоследовательностей, применительно к видеоинформации в формате Ultra HD.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. Ultra HD TVs stole the show at CES 2013, but they’re just part of the puzzle / Engadget news. – Режим доступа: \www/ URL: http://www.engadget.com/2013/01/11/ultra-hd-tvs-stole-the-show-at-ces-2013. – Загл. с экрана.
2. *Скрупский, С. Ю.* Методы компрессии видеоинформации / С. Ю. Скрупский // Наукові праці Донецького національного технічного університету. Серія: «Обчислювальна техніка та автоматизація». – 2011. – № 21 (183). – С. 122–130.
3. Generic Framework for Parallel and Distributed Processing of Video-Data : in 4th International Symposium on Parallel and Distributed Processing and Applications (ISPA), vol. LNCS 4331 / D. Farin, P. With. – Sorrento, Italy, 2006. – P. 823–832.
4. A Parallel implementation of H.26L video encoder : in proc. of EuroPar 2002 conf. (LNCS 2400) / J. C. Fernбndez, M. P. Malumbres – Padderborn, 2002. – P. 830–833.
5. Performance Evaluation of Parallel MPEG-4 Video Coding Algorithms on Clusters of Workstations : PARELEC ‘04 Proceedings of the international conference on Parallel Computing in Electrical Engineering / A. Rodriguez, A. Gonzalez, M. P. Malumbres. – Washington DC, 2004. – P. 354–357.
6. *Скрупский, С. Ю.* Повышение производительности распределенных систем компрессии видеоинформации / С. Ю. Скрупский // Науковий вісник Чернівецького національного університету імені Юрія Федьковича. Серія: Комп’ютерні системи та компоненти. – 2011. – №4, Т. 2. – С. 69–79.
7. *Скрупский, С. Ю.* Повышение эффективности сжатия видеоинформации в распределенных компьютерных системах / С. Ю. Скрупский // Электронное моделирование. – 2011, №6 (33). – С. 57–72.
8. *Ватолин, Д.* Методы для объективной оценки качества видеокодеков по сжатым ими видеопоследовательностям : материалы девятого научно-практического семинара «Новые информационные технологии в автоматизированных системах», март 2006 г. Москва / Д. Ватолин, А. Паршин. – М., 2006. – С. 4–12.
9. 4K Test Sequences. Reviving the classics. – Режим доступа: \www/ URL: http://www.elementaltechnologies.com/resources/4k-test-sequences. – Загл. с экрана.
10. YUV Video Sequences. – Режим доступа: \www/ URL: http://trace.eas.asu.edu/yuv/. – Загл. с экрана.
11. FFmpeg is a complete, cross-platform solution to record, convert and stream audio and video. – Режим доступа: \www/ URL: http://www.ffmpeg.org/. – Загл. с экрана.
12. ITU-T H.265 High efficiency video coding. – Режим доступа: \www/ URL: http://www.itu.int/ITU-T/recommendations/rec.aspx?rec=11885. – Загл. с экрана.

Стаття надійшла до редакції 17.09.2013.

Скрупський С. Ю.
Канд. техн. наук, старший викладач, Запорізький національний технічний університет, Україна

КОМПРЕСІЯ ULTRA HD-ВІДЕОІНФОРМАЦІЇ У РОЗПОДІЛЕНІЙ КОМП'ЮТЕРНІЙ СИСТЕМІ

Розглянуто переваги та недоліки сучасного формату відтворення відеоінформації Ultra HD. Виконано оцінку обчислювальної складності операції пошуку векторів руху у відеопослідовності. Проаналізовано метод розподілу відеоінформації по вузлах комп'ютерної системи, який використано для розпаралелювання процесу компресії відеоінформації на кластері. Експериментально досліджено об'єктивні показники результату компресії Ultra HD-відеоінформації у розподіленій системі в залежності від використовуваного алгоритму оцінки руху та ширини області пошуку векторів руху.

Ключові слова: Ultra HD-відеоінформація, розподілена комп'ютерна система, компресія, бітрейт, коефіцієнт ущільнення, рівень викривлення, кореляція.

Skrupsky S. Y.
Ph.D., senior lecturer, Zaporizhian National Technical University, Ukraine

ULTRA HD-VIDEOINFORMATION COMPRESSION IN DISTRIBUTED COMPUTER SYSTEM

The article deals with the parallelization of Ultra HD-videoinformation compression process in distributed system. The advantages and disadvantages of modern Ultra HD video format have been discussed. The evaluation of the computational complexity of the motion estimation operation in video sequences has been performed. The method for video distribution over the nodes of a distributed system, based on correlation analysis of video frames with the dynamic sensitivity function, has been analyzed. It has been used for parallelization of videoinformation compression process at Pukhov Institute for Modelling in Energy Engineering cluster. The objective indicators of Ultra HD-videoinformation compression results in a distributed system depending on used motion estimation algorithm and the width of the motion vectors search region have been investigated experimentally. The overheads of videoinformation compression process in distributed system have been analyzed.

Keywords: Ultra HD-videoinformation, distributed computer system, compression, bit rate, compression ratio, distortion level, correlation.

REFERENCES

1. Ultra HD TVs stole the show at CES 2013, but they're just part of the puzzle / Engadget news. – Access mode: \www/ URL: http://www.engadget.com/2013/01/11/ultra-hd-tvs-stole-the-show-at-ces-2013. – Title from screen.
2. Skrupskij S. Yu. Metody kompressii videoinformacii. *Naukovi pratsi Donetskoho natsionalnoho tekhnichnoho universytetu. Seriia: «Obchysliuvalna tekhnika ta avtomatyzatsiia»,* 2011, No. 21 (183), pp. 122–130.
3. Farin D., With P. Generic Framework for Parallel and Distributed Processing of Video-Data : in 4th International Symposium on Parallel and Distributed Processing and Applications (ISPA), vol. LNCS 4331, Sorrento, Italy, 2006, pp. 823–832.
4. Fernбndez J. C., Malumbres M. P. A Parallel implementation of H.26L video encoder : in proc. of EuroPar 2002 conf. (LNCS 2400), Padderborn, 2002. pp. 830–833.
5. Rodriguez A., Gonzalez A., Malumbres M. P. Performance Evaluation of Parallel MPEG-4 Video Coding Algorithms on Clusters of Workstations : PARELEC '04 Proceedings of the international conference on Parallel Computing in Electrical Engineering. Washington DC, 2004, pp. 354–357.
6. Skrupskij S. Yu. Povyshenie proizvoditel'nosti raspredelennyx sistem kompressii videoinformacii. *Naukovyi visnyk Chernivetskoho natsionalnoho universytetu imeni Yuriia Fedkovycha. Seriia: Kompiuterni systemy ta komponenty*, 2011, No. 4, Vol. 2, pp. 69–79.
7. Skrupskij S. Yu. Povyshenie e'ffektivnosti szhatiya videoinformacii v raspredelennyx komp'yuternyx sistemax. *E'lektronnoe modelirovanie,* 2011, No. 6 (33), pp. 57–72.
8. Vatolin D., Parshin A. Metody dlya ob"ektivnoj ocenki kachestva videokodekov po szhatym imi videoposledovatel'nostyam : materialy devyatogo nauchno-prakticheskogo seminara «Novye informacionnye texnologii v avtomatizirovannyx sistemax», mart 2006, Moskva, 2006, pp. 4–12.
9. 4K Test Sequences. Reviving the classics. – Access mode: \www/ URL: http://www.elementaltechnologies.com/resources/4k-test-sequences. – Title from screen.
10. YUV Video Sequences. – Access mode: \www/ URL: http://trace.eas.asu.edu/yuv/. – Title from screen.
11. FFmpeg is a complete, cross-platform solution to record, convert and stream audio and video. – Access mode: \www/ URL: http://www.ffmpeg.org/. – Title from screen.
12. ITU-T H.265 High efficiency video coding. – Access mode: \www/ URL: http://www.itu.int/ITU-T/recommendations/rec.aspx?rec=11885. – Title from screen.

УПРАВЛІННЯ У ТЕХНІЧНИХ СИСТЕМАХ

УПРАВЛЕНИЕ В ТЕХНИЧЕСКИХ СИСТЕМАХ

CONTROL IN TECHNICAL SYSTEMS

УДК 621.313

Орловский И. А.

Д-р техн. наук, профессор, Запорожский национальный технический университет, Украина, E-mail: i_orlovsky@mail.ru

УПРАВЛЕНИЕ ЛАБОРАТОРНЫМ СТЕНДОМ МАНИПУЛЯТОРА МП-9С С ПОМОЩЬЮ МАТЕМАТИЧЕСКОГО ПАКЕТА МОДЕЛИРОВАНИЯ

Разработан лабораторный стенд компьютерного управления манипулятором МП-9С из пакета Simulink системы Matlab. Описано подключение стенда к компьютеру с использованием платы PCI 1711 и блока PCLD-6710. Приведен пример системы управления в пакете Simulink. Рассмотрен порядок выполнения лабораторных работ на стенде. Осуществление компьютерного управления позволило проверить теоретические знания студентов по синтезу дискретных автоматов при управлении в реальном времени манипулятором и получить практические навыки работы с оборудованием.

Ключевые слова: лабораторный стенд, манипулятор МП-9С, система Matlab, компьютерное управление, дискретный автомат.

ВВЕДЕНИЕ

Обучение студентов системам автоматизации технологических процессов должно постоянно совершенствоваться и отвечать требованиям современных технологий. Важной составляющей обучения является получение студентами навыков монтажа, наладки, обслуживания и использования современной элементной базы систем автоматизации при разработке и модернизации оборудования. Получение этих навыков возложено на лабораторный практикум по профессиональным дисциплинам. В условиях отсутствия финансирования на обновление лабораторной базы, обучение практическим навыкам возможно при модернизации с участием студентов систем управления существующих лабораторных стендов с сохранением сложной дорогостоящей электромеханической части.

Разработка собственными силами лабораторных стендов по направлению подготовки «Электромеханика» происходит во всех вузах Украины. Так в Кременчугском национальном университете предложена концепция построения малогабаритных лабораторных комплексов [1]. В Запорожском национальном техническом университете на кафедре электропривода и автоматизации промышленных установок разработано несколько стендов [2]. Модернизирован с использованием оборудования фирмы VIPA лабораторный стенд с манипулятором М10П. Созданы современные лабораторные стенды компьютерного управления шаговым двигателем от SCADA системы TRACE MODE. Модернизирована система управления лабораторного стенда подвесного конвейера с использованием модуля LOGO [3]. В Донбасском государственном техническом университете (г. Алчевск) [4] разработана экспериментальная установка, предназначенная как для обучения студентов при проведении практических и лабораторных работ, так и для научных исследований алгоритмов идентификации, управления и наблюдения различных электромеханических систем с неопределенными параметрами. В Одесской национальной морской академии для практической подготовки судовых электромехаников разработан полномасштабный тренажерный комплекс судовой автоматизированной электроэнергетической и электромеханической системы [5]. В Национальном техническом университете «ХПИ» на кафедре автоматизированных электромеханических систем создан лабораторный стенд для исследования рекуперативных режимов тягового электропривода электромобиля [6].

© Орловський, 2013

Актуальным является продолжение разработок современных лабораторных стендов промышленных механизмов, в том числе манипуляторов, что связано с повышением требований к системам автоматизации производственных процессов с использованием промышленных контроллеров и компьютеров. Одним из примеров возможной модернизации является стенд, изготовленный, еще в 80-е годы прошлого столетия для изучения устройства и особенностей управления технологическим циклом промышленного робота МП-9С (в дальнейшем в статье он назван – манипулятором), оснащенного пневмоприводами. В стенде отработка перемещений манипулятора осуществляется системой управления на жесткой логике, в которой программа управления задается вручную переключателями на наборном поле. Однако на таком стенде студент больше осваивает навыки работы оператора, чем разработчика системы управления. При этом на лекционных курсах изучается теория синтеза дискретных систем управления в виде дискретных автоматов, моделирование и наладка которых выполняется на компьютере в математическом пакете моделирования (МПМ) [7]. В связи с отсутствием современных лабораторных стендов предназначенных для изучения систем компьютерного управления манипулятором с помощью МПМ, разработка такого стенда является актуальной задачей. К тому же, освоение технологии управления объектами из МПМ может быть использовано и при изучении других курсов.

Цель статьи. Разработка лабораторного стенда компьютерного управления манипулятором МП-9С с помощью МПМ.

1 ТЕХНИЧЕСКОЕ ОПИСАНИЕ СТЕНДА

Лабораторный стенд состоит (рис. 1) из механической части манипулятора МП-9С с пневмоприводами – 1, электронного циклового программного устройства с пультом управления (ЭЦПУ) – 2, платы PCI 1711 и блока PCLD-6710 – 3 и компьютера – 4.

Манипулятор МП-9С предназначен для обслуживания штамповочных прессов, а также для автоматизации других технологических процессов, где необходимо осуществить захват, перенос и установку детали на технологическое оборудование. Технические данные: грузоподъемность – 0,2 кг, выдвижение руки – 150 мм, подъем руки – 30 мм, поворот руки – 120 °, время максимальных перемещений: выдвижение и подъем – не более 0,5 с, поворот – не больше 0,6 с. Максимальная абсолютная погрешность позиционирования – +0,1 мм. Тип привода пневматический, рабочее давление воздуха – 0,4–0,5 МПа (4–5 кг/см^2), тип системы управления – циклический. Число точек позиционирования по каждой степени подвижности – 2. Масса манипулятора, не более 32 кг. Электропитание – сеть переменного тока напряжением 220 В, частотой 50 Гц. Напряжение питания датчиков технологического оборудования и электроклапанов манипулятора – 24 В.

На каждое движение установлен электропневматический клапан. Для амортизации остановки движений

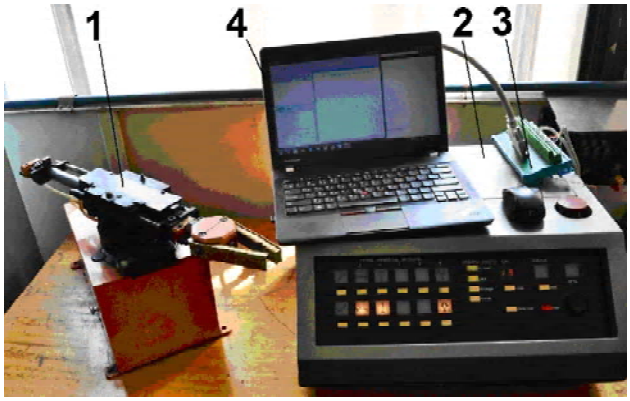


Рис. 1. Общий вид лабораторного стенда

установлены демпферы. Программа движений задается на наборном поле ЭЦПУ. Выдача команды на выполнение следующего движения производится после получения сигнала ответа о выполнении предыдущей команды от датчиков положения (контакты магнитоуправляемые КЭМ-2 ОДО). ЭЦПУ выполнено по принципу синхронного программного автомата с жестким циклом управления. Элементной базой является интегральные микросхемы серии К155. Обеспечивается световая индикация включения сети, работы по программе, состояния звеньев манипулятора и цифровая индикация номера кадра программы. Выполнение операций синхронизируется с внешними технологическими устройствами.

2 ПОДКЛЮЧЕНИЕ СТЕНДА К КОМПЬЮТЕРУ

Для осуществления управления манипулятором от компьютера в стенде выполнена следующая модернизация: разработан блок переключения сигналов управления (рис. 2) от ЭЦПУ или компьютера, на пульте управления установлен тумблер «ЭЦПУ/компьютер» (для переключения управления), установлен дополнительный разъем в блоке ЭЦПУ, который жгутом соединен с блоком PCLD-8710 (для передачи управляющих сигналов от компьютера в ЭЦПУ и выдачи в компьютер сигналов от датчиков).

Для сопряжения программ в МПМ и стенда используется плата PCI 1711 (рис. 3) и блок PCLD-6710 для подключения устройств к плате [8]. Характеристика платы: аналого-цифровой преобразователь с разрядностью – 12 бит, частотой передачи – до 100 кГц; 16 аналоговых входов; программируемое усиление (1, 2, 4, 8, 16) каждого входного канала; автоматическое сканирование каналов; буфер FIFO на 1К отсчетов; 2 канала ЦАП по 12 бит; 16 цифровых входов и 16 цифровых выходов (TTL).

При модернизации стенда учитывалась возможность управления манипулятором от компьютера как в ручном, так и автоматическом режимах. Для удобства отладки программ управления их проверка проводилась в МПМ на математических моделях как системы управления, так и манипулятора. На моделях отрабатываются те же движения манипулятора, что и на стенде. Модель системы управления (программа в МПМ) использовалась и для управления реальным манипулятором. Программа управления манипулятором (рис. 4) состоит из следующих

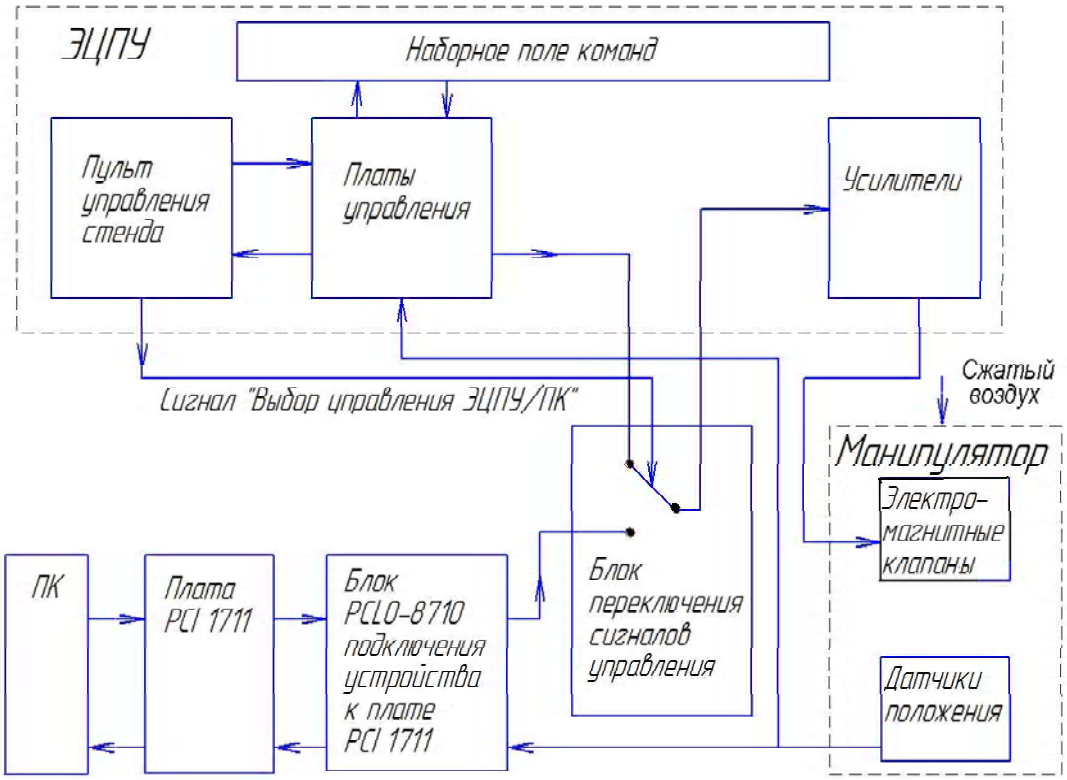


Рис. 2. Структурная схема лабораторного стенда

Рис. 3. Общий вид многофункциональной платы сбора данных PCI 1711 с блоком PCLD-6710

блоков: блока задания конечного положения захвата манипулятора в виде восьми переключателей SB1-SB8; шифратора сигналов задания положения – блок «Shifrator»; блока обработки сигналов от датчиков – «Datchiki»; системы управления манипулятором в виде последовательностного дискретного автомата (блок «Logika»); блоков передачи сигналов в порт U1–U8 и приема из портов компьютера D1–D8 с использованием платы сбора данных PCI 1711 с блоком PCLD-6710; математической модели манипулятора – блок «Model manipulatora» (используется при проверке и отладке на компьютере системы управления). При настройке блоков вывода U1–U8 и ввода D1–D8 задаются плата, канал на плате и тип данных. Выходные сигналы 1–6 блока «Logika» являются переменными состояния автомата. Подключение системы управления к модели или к объекту (манипулятору) осуществляется переключателем «Model/object».

3 ПОРЯДОК ВЫПОЛНЕНИЯ ЛАБОРАТОРНЫХ РАБОТ НА СТЕНДЕ

Цель лабораторных работ – изучение возможностей подключения к компьютеру пульта управления, обмоток электропневмоклапанов, датчиков и организации обмена информацией между программой в МПМ и реальным манипулятором МП-9С, а также закрепление теоретических знаний студентов по теории синтеза дискретных автоматов при управлении в реальном времени технологическим объектом и получение практических навыков при работе с оборудованием.

При подготовке к лабораторным работам студенты изучают устройство стенда, программирование манипулятора с наборного поля и примеры программ управления из МПМ, приведенные в методических указаниях. Составляют математические модели приводов перемещений манипулятора, программу отработки цикла работы манипулятора с наборного поля. Входными сигналами системы управления являются сигналы от кнопок (или тумблеров) и сигналы от датчиков положения. Сту-

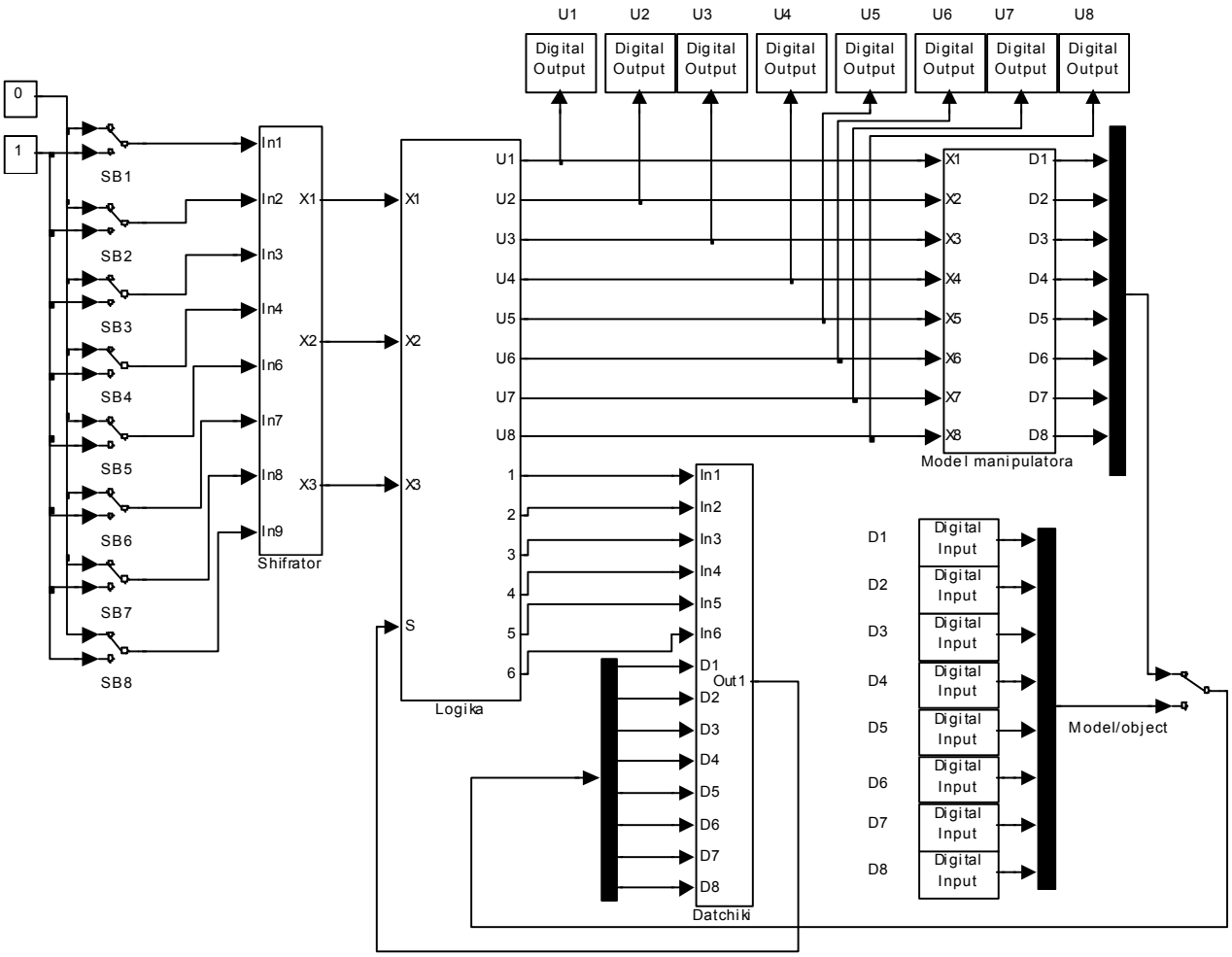


Рис. 4. Пример программы в МПМ управления манипулятором в автоматическом режиме

денты разрабатывают дискретный автомат, который при получении сигнала от кнопки формирует управление исполнительными механизмами перемещения манипулятора в положение, соответствующее нажатой кнопке. По условиям технологического процесса часть траекторий движения манипулятора запрещены (задаются различные расположения технологических препятствий в зоне перемещений манипулятора), что требует осуществления перемещений по различным траекториям.

При выполнении лабораторных работ составляются следующие программы управления манипулятором:

– ручное управление с помощью МПМ;

– автоматическое управление в МПМ математической моделью манипулятора от синтезированной схемы автомата;

– автоматическое управление манипулятором от синтезированной схемы автомата в МПМ, согласно варианту задания расположения препятствий.

При управлении наблюдаются сигналы в системе управления на выходах элементов в МПМ, а также сравнивается управление математической моделью с работой реального манипулятора.

ВЫВОДЫ

Компьютерная модернизация системы управления лабораторного стенда манипулятора позволяет по разработанной методике совершенствовать учебный процесс изучения студентами устройства манипулятора, подключения его к компьютеру, особенностей управления манипулятором и организации передачи информации из программы в МПМ на электропневмоклапаны и передачу в программу состояния датчиков положения. Осуществление компьютерного управления позволяет проверить теоретические знания по синтезу дискретных автоматов при управлении в реальном времени манипулятором и получить практические навыки работы с оборудованием.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Калінов, А. П.* Комп'ютерний лабораторний комплекс для вивчення цифрових систем керування з функцією імітації технологічного навантаження / А. П. Калінов, О. В. Прітченко, Д. Г. Мамчур // Вісник КДПУ ім. М. Остроградського. – Кременчук : КДПУ, 2009. – Вип. 3/2009 (56). Частина 1. – С. 8–12.

2. Совершенствование лабораторного практикума обучения студентов по направлению подготовки электромеханика / В. И. Бондаренко, И. А. Орловский, А. В. Пирожок, Ю. А Крисан, В. В. Осадчий, М. Ю. Залужный // Электротехнические системы и комплексы. – Магнитогорск. – Вып. 20/2012. – С. 412–438.
3. *Орловський, І. А.* Модернізація лабораторного стенда підвісного конвейєра / І. А. Орловський // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. – Кременчук. – КрНУ, 2013. – Вип. 2(22). – Част. 2. – С. 427–431.
4. Исследовательский стенд для апробации алгоритмов управления сложными электромеханическими системами / Е. В. Полилов, А. М. Батрак, Е. С. Руднев, С. П. Скорик, П. В. Горелов // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – 2011. – № 3. – С. 481–487.
5. *Муха, Н. И.* Практическая подготовка судовых электромехаников на полномасштабном тренажерном комплексе / Н. И. Муха // Електромеханічні і енергозберігаючі системи. Тематичний випуск. «Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика» науково-виробничого журналу. – Кременчук. – КрНУ, 2012. – Вип. 3/2012 (19). – С. 589–593.
6. *Клепиков, В. Б.* О подготовке специалистов электромехаников для электромобилестроения / В. Б. Клепиков // Електротехнічні та комп'ютерні системи. – 2011. – № 3. – С. 472–473.
7. *Дьяконов, В. П.* MATLAB 5.3.1 с пакетами расширений. Под ред. проф. В. П. Дьяконова / В. П. Дьяконов, И. В. Абраменкова, В. В. Круглов. – М. : Нолидж, 2001. – 880 с.
8. Компания ПРОСОФТ. PCI-1711 – недорогая многофункциональная плата сбора данных [Электронный ресурс] : Режим доступа : http://www.prosoft.ru/products/brands/advantech/349924/1354/261805.html. Название с экрана. 26.11.2003.

Стаття надійшла до редакції 11.06.2013.

Орловський І. А.
Д-р техн. наук, професор, Запорізький національний технічний університет, Україна

КЕРУВАННЯ ЛАБОРАТОРНИМ СТЕНДОМ МАНІПУЛЯТОРА МП-9С ЗА ДОПОМОГОЮ МАТЕМАТИЧНОГО ПАКЕТУ МОДЕЛЮВАННЯ

Розроблено лабораторний стенд комп'ютерного керування маніпулятором МП-9С з пакету Simulink системи Matlab. Описано підключення стенду до комп'ютера з використанням плати PCI 1711 і блоку PCLD-6710. Наведено приклад системи керування в пакеті Simulink. Розглянуто порядок виконання лабораторних робіт на стенді. Здійснення комп'ютерного керування дозволило перевірити теоретичні знання студентів з синтезу дискретних автоматів при керуванні у реальному часі маніпулятором і отримати практичні навички роботи з обладнанням.

Ключові слова: лабораторний стенд, маніпулятор МП-9С, система Matlab, комп'ютерне керування, дискретний автомат.

Orlovskyi I. A.
Professor, Doctor of Technical Sciences, Zaporozhye National Technical University, Ukraine

CONTROL LABORATORY BENCH OF MANIPULATOR MP-9C WITH THE HELP OF MATHEMATICAL MODELING PACKAGE

An important component of student learning process automation systems is to provide skills installation, commissioning, maintenance and use of theoretical knowledge in the projects of modernization of equipment. To improve laboratory practice in the Zaporozhye National Technical University in the department of industrial electric and automation systems with the participation of students developed computer control (using the theory of discrete automata) of the package Simulink of Matlab laboratory bench manipulator MP-9C. Technical description is given of the laboratory bench, consisting of: the mechanical part of the robot arm, pneumatic, manipulator control system for logic elements, position sensors, remote control, connector board and the computer. Modernization of the stand allowed by the developed technique to improve student learning devices and features computer control arm, as well as the practical application of the theory of synthesis of discrete automata.

Keywords: laboratory bench, the arm MP-9C, the system Matlab, computer control, digital automat.

REFERENCES

1. Kalinov A. P., Pritchenko O. V., Mamchur D. G. Komp'yuternij laboratornij kompleks dlya vivchennya tsifrovikh sis-tem keruvannya z funktsiєyu imitatsiї tekhnologichnogo navantazhennya. *Visnik KDPU im. M.Ostrograds'kogo*. Kremenchuk. KDPU, 2009. Vip. 3/2009 (56). CHastina 1, pp. 8–12.
2. Bondarenko V. I., Orlovskij I. A., Pirozhok A. V., Krisan YU. A., Osadchij V. V., Zaluzhnyj M. YU. Sovershenstvovanie laboratornogo praktikuma obucheniya studentov po napravleniyu podgotovki ehlektromekhanika, *EHlektrotekhnicheskie sistemy i kompleksy*. Mag-nitogorsk, Vyp. 20/2012, pp. 412–438.
3. Orlovs'kij I. A. Modernizatsiya laboratornogo stenda pidvisnogo konvejєra. *Elektromekhanichni i energozberigayuchi sistemi*. Kremenchuk, KrNU, 2013, Vip. 2(22), CHast. 2, pp. 427–431.
4. Polilov E. V., Batrak A. M., Rudnev E. S., Skorik S. P., Gorelov P. V. Issledovatel'skij stend dlya aprobatsii algoritmov upravleniya slozhnymi ehlektromekhanicheskimi sistemami. *Elektrotekhnichni ta komp'yuterni sistemi*, 2011, No. 3, pp. 481–487.

5. Mukha N. I. Prakticheskaya podgotovka sudovykh ehlektromekhanikov na polnomasshtab-nom trenazhyornom komplekse. *Elektromekhanichni i energozberigayuchi sistemi. Tematichnij vipusk. «Problemi avtomatizovanogo elektroprivoda. Teoriya i praktika» naukovo-virobnichogo zhurnalu*. Kremenchuk. KrNU, 2012. Vip. 3/2012 (19), pp. 589–593.
6. Klepikov V. B. O podgotovke spetsialistov ehlektromekhanikov dlya ehlektromobile-stroeniya. *Elektrotekhnichni ta komp'yuterni sistemi*, 2011, No. 3, pp. 472–473.
7. D'yakonov V. P., Abramenkova I. V., Kruglov V. V. MATLAB 5.3.1 s paketami rasshirenij. Pod red. prof. V.P. D'yakonova. Moscow, Nolidzh, 2001, 880 p.
8. Kompaniya PROSOFT. PCI-1711. nedorogaya mnogofunktsional'naya plata sbora dannykh [EHlektronnyj resurs] : Rezhim dostupa : http://www.prosoft.ru/products/ brands/ advantech/349924/1354/261805.html. Nazvanie s ehkrana. 26.11.2003.

УДК 62-83-52:681.325-181.4

Чепкунов Р. А.[1], Левинзон Д. И.[2]

[1]Научный сотрудник, ОАО НИИ «Преобразователь», Запорожье, Украина, E-mail: elnikroma@rambler.ru
[2]Д-р техн. наук, проф., Классический Приватный Университет, Запорожье, Украина

ОСОБЕННОСТИ РЕГУЛИРОВАНИЯ ЭЛЕКТРОПРИВОДОВ С КОСВЕННЫМ ИЗМЕРЕНИЕМ СКОРОСТИ

Приводятся результаты исследования систем регулирования электропривода постоянного тока и асинхронного электропривода с косвенным измерением скорости с учетом влияния обратных связей по току и напряжению на устойчивость системы. Определены условия устойчивости: системы регулирования при положительной обратной связи по току; контура регулирования с тиристорным преобразователем при цифровом сглаживании пульсаций; асинхронного двигателя как объекта регулирования. Обоснованы структурные схемы и параметры системы, обеспечивающие качественное регулирование.

Ключевые слова: электропривод, система регулирования, устойчивость.

ВВЕДЕНИЕ

Улучшение регулирования скорости электроприводов (ЭП) с вычислением скорости по току и напряжению наталкивается на проблему устойчивости работы контура компенсации статической ошибки регулирования скорости. Помимо этого в ЭП постоянного тока возникает проблема устойчивости работы контура регулирования напряжения; в асинхронном ЭП – проблема устойчивости работы асинхронного электропривода (АЭП) и обеспечения его устойчивости без потери статической точности регулирования.

АНАЛИЗ ПРЕДЫДУЩИХ ИССЛЕДОВАНИЙ

Компенсация статической ошибки регулирования скорости при увеличении нагрузки электродвигателя (ЭД) осуществляется введением положительной обратной связи (ОС) – по току в ЭП постоянного тока (ЭППТ) и по активной составляющей тока в АЭП [1]. Путем увеличения положительной ОС в ЭППТ можно свести статизм до нуля при некотором среднем значении температуры ЭД с допущением перекомпенсации статизма при температурном уменьшении сопротивления ЭД, таким образом можно повысить статическую точность регулирования. В [2] показано, что, если пренебрегать влиянием ОС по ЭДС ЭД, характеризуемым электромеханической постоянной времени, то при полной компенсации статизма система автоматического регулирования (САР) находится на границе устойчивости. Получено выражение для предельного с точки зрения устойчивости коэффициента перекомпенсации, учитывающее влияние ОС по ЭДС. Выражение получено без учета инерционности датчика напряжения. Так как инерционность датчика напряжения может лишь ухудшить устойчивость, в ЭППТ предложено ее сводить к минимуму, а для уменьшения пульсаций предлагается использовать цифровое сглаживание путем многократного чтения и усреднения сигнала на периоде дискретности преобразователя микропроцессорной системой управления (МПСУ). Указанное выражение дает возможность выбрать параметры регулятора, при которых допустимая величина перекомпенсации больше возникающей из-за температурного изменения сопротивления ЭД.

Однако параметры регулятора должны выбираться с учетом возможной неустойчивости работы внутренних контуров регулирования.

В ЭППТ при уменьшении инерционности датчика напряжения наиболее критичным к автоколебаниям, связанным с дискретностью преобразователя, является контур регулирования напряжения. Условия устойчивости при цифровом сглаживании пульсаций сигнала ОС получены в [3]. Этими условиями существенно ограничивается коэффициент усиления контура регулирования напряжения, что, в свою очередь, ограничивает быстродействие регулирования скорости. Найдено средство повышения быстродействия, а попутно, повышения статической точности регулирования скорости и упрощения настройки регулятора [4].

Асинхронный ЭД с учетом ОС по ЭДС также представляет собой замкнутый контур регулирования, в котором могут возникать автоколебания. Наличие положительной ОС по активной составляющей тока в АЭП с косвенным измерением скорости может способствовать появлению автоколебаний, которые могли не проявляться при отрицательных ОС или при их отсутствии. Проводимые ранее исследования устойчивости асинхронного ЭД [5] методом анализа частотных характеристик при линеаризации системы уравнений позволили лишь качественно исследовать устойчивость. В [6] проведено исследование электромеханических автоколебаний, возникающих в асинхронном ЭД, методом математического моделирования полной системы дифференциальных уравнений ЭД, содержащих в себе произведения переменных. При этом граница области устойчивости ЭД определялась путем многократного автоматического перебора вариантов расчета по специальному алгоритму. Из возможных способов подавления электромеха-

© Чепкунов Р. А., Левинзон Д. И., 2013

нических автоколебаний выбран способ введения ОС по реактивной составляющей тока с воздействием на частоту f, так как при этом не ухудшается точность регулирования скорости.

При поддержании постоянным потокосцепления ротора выражение для допустимой величины перекомпенсации для ЭППТ справедливо и для АЭП, если процессы рассматриваются по отношению к активной составляющей тока статора [2].

Целью данной работы является обобщение результатов ранее проведенных исследований устойчивости и рассмотрение их практического использования.

МАТЕРИАЛ И РЕЗУЛЬТАТЫ ИССЛЕДОВАНИЙ

ОПРЕДЕЛЕНИЕ ОБЛАСТИ УСТОЙЧИВОСТИ РАБОТЫ КОНТУРА РЕГУЛИРОВАНИЯ С ТИРИСТОРНЫМ ПРЕОБРАЗОВАТЕЛЕМ ПРИ ЦИФРОВОЙ ФИЛЬТРАЦИИ СИГНАЛА ОБРАТНОЙ СВЯЗИ

Для исследования устойчивости работы контура применен аппарат Z-преобразования. Отличительная особенность данного анализа от предыдущих исследований [6] – наличие цифрового фильтра сигнала ОС связи с передаточной функцией $G_{\text{ф}}(p) = (1 - \exp(-pT))/p$, где T – период дискретности преобразователя.

В результате анализа определена следующая зависимость предельного коэффициента усиления системы K_{pu} от постоянной времени датчика напряжения $T_{\text{ДН}}$ (рис.1):

$$K_{pu} < \left(1 - \frac{1}{2}\frac{T}{T_{\text{int}}}\right)\frac{1+\exp(-T/T_{\text{ДН}})}{1-\exp(-T/T_{\text{ДН}})} + \frac{T_{\text{ДН}}}{T_{\text{int}}}, \qquad (1)$$

где T_{int} – постоянная времени интегрирования контура.

Для сравнения на рис. 1 приведены известные области устойчивости [7] при управлении преобразователем по методам ШИМ-I и ШИМ-II. Из сравнения видно, что САР с ТП и цифровым сглаживанием пульсаций по устойчивости занимает промежуточное положение по отношению к указанным методам управления.

Для повышения точности регулирования скорости требуется увеличение коэффициента K_{pu}, что возможно, как следует из рис. 1, при одновременном увеличении постоянной времени датчика напряжения $T_{\text{ДН}}$. Однако при этом ухудшается динамика и уменьшается допустимая величина перекомпенсации, вызываемая изменением температуры. Для устранения влияния запаздывания датчика напряжения предлагается использовать асимптотический дифференциатор, который позволяет проводить также интегрирование и усреднение [8].

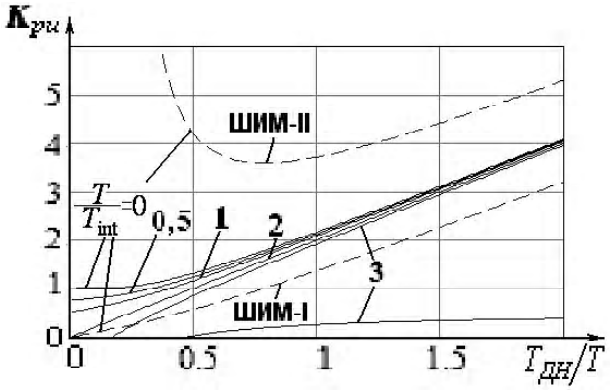


Рис. 1. Области устойчивости САР с ТП

УСТОЙЧИВОСТЬ САР ПРИ ПЕРЕКОМПЕНСАЦИИ СТАТИЗМА

Структурная схема наиболее распространенной однократно интегрирующей САР с косвенным измерением скорости (рис. 2) содержит контур регулирования тока I_d с ПИ регулятором тока РТ, тиристорным преобразователем ТП, цепью якоря ЭД с постоянной времени $T_{\text{Я}}$, сопротивлением якоря $R_{\text{Я}}$, датчиком тока с параметром $R_{\text{ДТ}}$; контур регулирования напряжения U_d с параметрами датчика $T_{\text{ДН}}$, $K_{\text{ДН}}$, регулятора напряжения с коэффициентом K_U; контур токовой компенсации с коэффициентом K_{RU}. При постоянном магнитном потоке скорость V и ЭДС E пропорциональны друг другу. Пунктирная связь пока не рассматривается и о ней будет сказано далее.

Как отмечено выше, большая инерционность датчика напряжения снижает возможность полной компенсации статизма с учетом перекомпенсацией при температурном изменении сопротивления ЭД. В то же время, малая инерционность датчика напряжения практически не влияет на процессы изменения скорости. Принимая $T_{\text{ДН}} = 0$ и пренебрегая дискретностью ТП, процессы в системе при полной компенсации статизма можно описать дифференциальным уравнением третьей степени, которое позволяет получить условие устойчивости системы в аналитическом виде. Это условие получено по отношению к коэффициенту компенсации

$$k = \left(R_{\text{Я.расч}} - R_{\text{Я}}\right)/R_{\text{Я}}. \qquad (2)$$

Коэффициент компенсации определяет относительную разницу между расчетным сопротивлением цепи двигателя $R_{\text{я.р}}$, исходя из которого компенсируется падение напряжения, и фактическим сопротивлением цепи двигателя $R_{\text{Я}}$, зависящего от изменения температуры,

$$k < \frac{1 + K_{PU}(1+K_{PU})\frac{T_{\text{int}}}{T_M} + \frac{T_{\text{Я}}}{T_{\text{int}}} - \sqrt{\left(1 + K_{PU}(1+K_{PU})\frac{T_{\text{int}}}{T_M} + \frac{T_{\text{Я}}}{T_{\text{int}}}\right)^2 - 4K_{PU}(1+K_{PU})\frac{T_{\text{int}}}{T_M}}}{2K_{pu}}, \qquad (3)$$

где $T_{int} = T/K_{IU}$ – постоянная времени интегрирования контура регулирования напряжения; $K_{IU} = K_{\text{ДН}}\, K_U K_{И} K_{\text{ТП}}$, $K_{PU} = K_{\text{ДН}}\, K_U K_{П} K_{\text{ТП}}$ – коэффициенты усиления разомкнутого контура регулирования напряжения с учетом коэффициентов усиления интегральной $K_{\text{И}}$ и пропорциональной $K_{\text{П}}$ частей регулятора. Из этого общего условия устойчивости можно определить отдельные случаи:

$$k < \frac{T_{\text{int}}}{T_M\left(1 + \frac{T_{\text{Я}}}{T_{\text{int}}}\right)}, \quad \text{при } K_{PU} = 0; \qquad (4)$$

$$k < 0, \text{ при } T_{\text{int}}/T_M \to 0. \qquad (5)$$

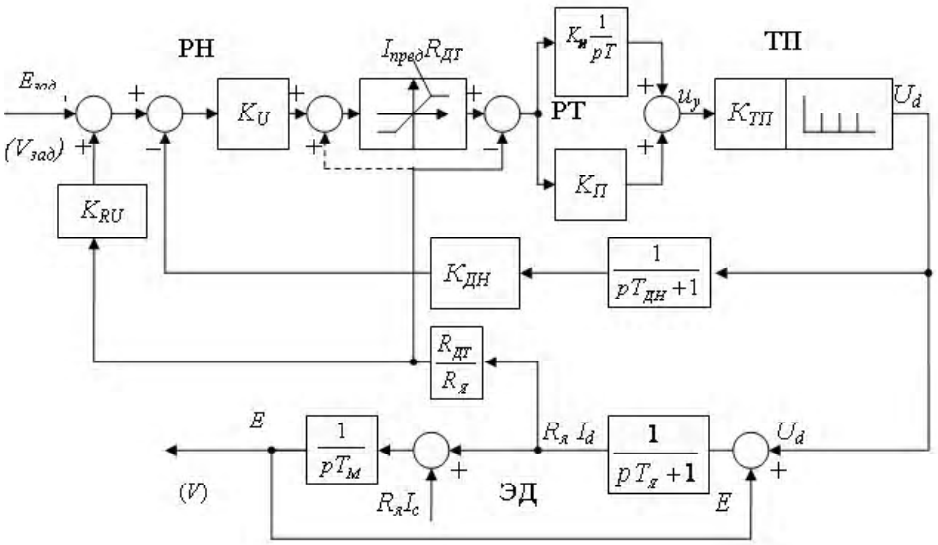


Рис. 2. Структурная схема САР ЭППТ с косвенным измерением скорости

Условие устойчивости (5) означает, что если не учитывать ОС по ЭДС двигателя, что иногда допускается, то система при перекомпенсации неустойчива и поэтому перекомпенсация не допускается. На самом деле, благодаря ОС по ЭДС двигателя, можно обеспечить компенсацию статизма и ее перекомпенсацию при изменении температуры. Выражение (3), которое учитывает ОС по ЭДС, позволяет выбирать соответствующие параметры регулятора, при которых допустимое значение коэффициента компенсации меньше реально возможного. Области устойчивости согласно выражению (3) приведены на рис. 3.

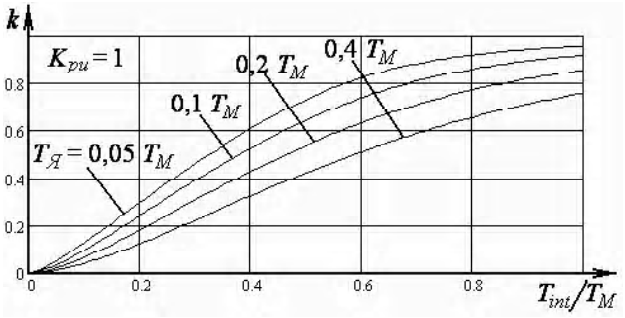


Рис. 3. Граничные значения коэффициента компенсации

С учетом (1) целесообразно выбирать коэффициент пропорциональной части контура напряжения близким к максимально допустимому при $T_{ДН} \leq 0,5\ T$: $K_{PU} = 1$. При таком коэффициенте из условия возможностей перекомпенсации при температурном изменении сопротивления цепи двигателя на 20 % ($k = 0,2$) из выражения (3) и графиков (рис. 3) можно определить, что постоянная времени интегрирования контура должна равняться $T_{int} = (0,2..0,3)T_M$ при постоянной времени цепи якоря $T_Я = (0,1..0,4)T_M$. Выбирая постоянную времени T_{int} еще больше, можно увеличить запас устойчивости системы. Однако при этом система становится более инерционной. Поэтому правильной является настройка системы с недокомпенсацией для одной части температурного диапазона, что уменьшает перекомпенсацию во второй части температурного диапазона.

ПОВЫШЕНИЕ КАЧЕСТВА РЕГУЛИРОВАНИЯ В ЭППТ С КОСВЕННЫМ ИЗМЕРЕНИЕМ СКОРОСТИ

Условие устойчивости (1) для контура напряжения ограничивает быстродействие регулирования скорости. За счет положительной ОС по току при правильным выборе коэффициента токовой компенсации K_{RU} это снижение быстродействия можно компенсировать. Если разделить положительную ОС на две составляющие, перенеся одну из составляющих на вход узла ограничения, как показано пунктирной линией на рис. 2 [4], то оставшаяся часть положительной ОС по току будет отвечать только за токовую компенсацию, а перенесенная часть устранит статизм регулирования напряжения. При малых отклонениях скорости от заданного значения положительная и отрицательная ОС по току компенсируют друг друга, и САР превращается в астатический регулятор скорости. При больших ошибках регулирования скорости сигнал задания тока выходит на ограничение. Причем за счет действия положительной ОС по току уровень ограничения достигается раньше, а выход из ограничения происходит позже. Ток в течение большего времени изменяется с максимальным темпом, за счет чего и обеспечивается повышение быстродействия. При входе в активную зону переходный процесс происходит при относительно малом значении входного сигнала. За счет этого уменьшается перерегулирование (рис. 4). Вышесказанное видно из осциллограммы переходного процесса, приведеной на рис. 4.

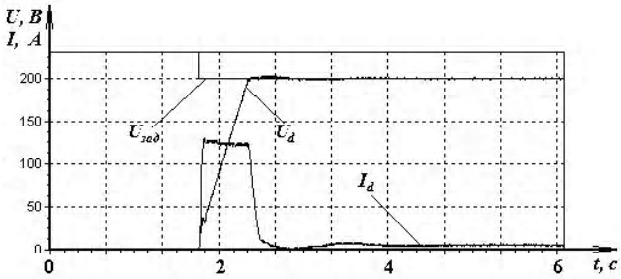


Рис. 4. Переходный процесс при скачке задания

УТОЧНЕНИЕ ОБЛАСТИ УСТОЙЧИВОСТИ АСИНХРОННОГО ЭД. ПОДАВЛЕНИЕ АВТОКОЛЕБАНИЙ

Проведенные на математической модели расчеты [5] систематизированы в виде областей устойчивости в координатах: коэффициент рассеяния магнитного потока между статором и ротором σ и механическая постоянная времени τ_M по отношению к постоянной времени статора τ_1, отношение постоянных времени ротора и статора $\tau_2 / \tau_1 = 1, 2, 3$ (рис. 5). Расчеты проводились для зависимости напряжения от частоты с учетом компенсации падения напряжения на активном сопротивлении статора.

Учитывая, что постоянные времени обратно пропорциональны сопротивлениям, из представленных кривых видно, в какой степени увеличивается область неустойчивости при увеличении сопротивления цепи статора, в том числе при удалении ЭД от преобразователя на большие расстояния.

Автоколебания (осциллограмма приведена на рис. 6, *а*) можно подавить отрицательной ОС по активной составляющей тока, поэтому в ряде ЭП автоколебания на проявлялись. Путем моделирования выявлен предпочтительный способ подавления автоколебаний введением положительной ОС по реактивной составляющей тока I_X (рис. 6, *б*).

Структурная схема системы регулирования скорости асинхронного ЭП с вычислением скорости при постоянном потокосцеплении ротора аналогична представленной на рис. 2 ЭП постоянного тока. Эту схему для переменных в относительных единицах можно привести к виду рис. 7, где I_{RE} – активная составляющая тока ПЧ по отношению к ЭДС ротора; I_{REc} – установившееся значение активной составляющей тока ПЧ по отношению к ЭДС ротора; T_1, T_{int} – параметры регулятора тока; T_C – эквивалентная постоянная времени цепи статора.

Определены параметры регулятора, при которых система при полной компенсации скольжения ($K = 1$) имеет достаточный запас устойчивости. Переменная составляющая положительной ОС по реактивной составляющей тока $\widetilde{I}_{XE}$ для подавления возможных автоколебаний АД практически не влияет на процессы регулирования. Погрешность определения активной составляющей тока ротора определяется по данным измерения токов двух фаз. Из-за возможной неидентичности датчиков погреш-

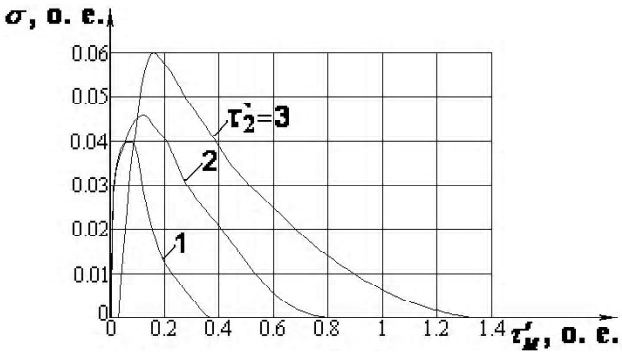
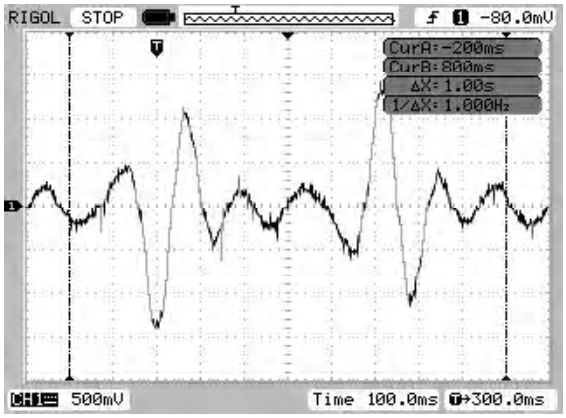
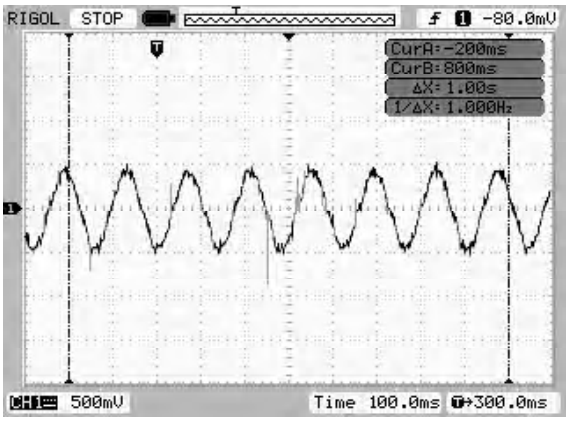


Рис. 5. Области устойчивости АД



а)



б)

Рис. 6. Осциллограммы тока АД при синусоидально модулированном напряжении статора:
а – без обратной связи; *б* – с обратной связью по реактивной составляющей тока

ность определения тока больше, чем в ЭП постоянного тока, и в течение периода выходной частоты ПЧ вычисленные значения могут отличаться, при этом имеет место периодическое изменение значений активной составляющей тока, и пропорциональная часть ПИ-регулятора может вызвать нестабильность частоты даже в установившемся режиме работы ПЧ. Поэтому целесообразно использование интегрального регулятора (T_1=0), который с учетом ОС превращается в инерционное звено, которое усредняет разброс в измерении активной составля-

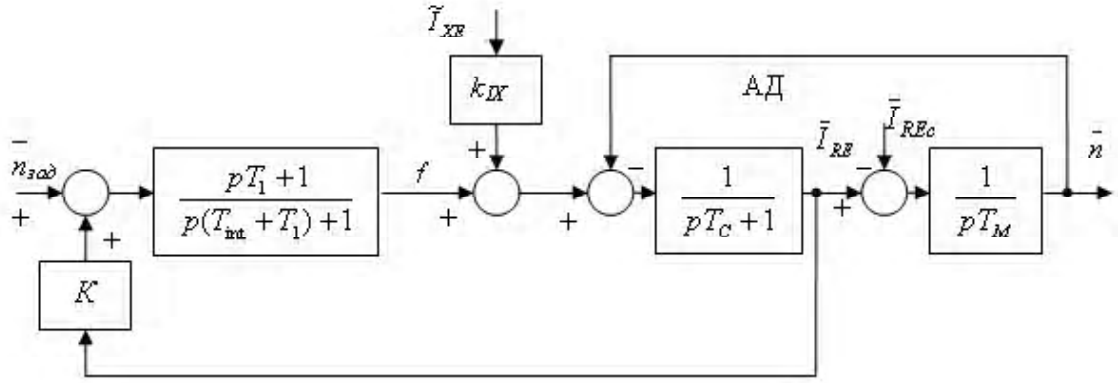


Рис. 7. Структурная схема САР АЭП с косвенным измерением скорости

ющей тока ротора. При этом условие устойчивости принимает вид (4) с той разницей, что вместо постоянной времени якоря $T_я$ следует иметь ввиду эквивалентную постоянную времени цепи статора T_C. Из этого условия следует, что для обеспечения достаточного запаса устойчивости постоянную времени интегрирования T_{int} следует выбирать сравнимой с механической постоянной времени двигателя T_M.

Рассмотренная система регулирования реализована на базе микроконтроллеров KR196CA, dsPIC30F, dsPIC33F [9] в электроприводах постоянного и переменного тока, выпускаемых ПАО «Запорожский электроаппаратных завод» и ОАО «УкрНИИ силовой электроники «Преобразователь».

ВЫВОДЫ

Использование предлагаемых структурных схем и методик определения параметров регулятора улучшает качество регулирования электроприводов с косвенным измерением скорости.

СПИСОК ЛИТЕРАТУРЫ

1. *Осипов, О. И.* Частотно-регулируемый асинхронный электропривод / Осипов О. И. – М. : Издательство МЭИ, 2004. – 79 с.
2. *Чепкунов, Р. А.* Устойчивость системы регулирования скорости электроприводов без датчика скорости / Чепкунов Р. А. // Вісник Кременчуцького державного політехничного университету імені Михайла Остроградського. – 2010. – Випуск 4, Ч. 3. – С. 21–25.
3. *Чепкунов, Р. А.* Параметрическое регулирование скорости мощных электроприводов / Чепкунов Р. А. // Проблеми енергоресурсозбереження в електротехнічних системах. Наука, освіта і практика. – 2011. – № 1. – С. 120–121.
4. *Чепкунов, Р. А.* Спосіб регулювання параметра зовнішнього контура з обмеженням параметра внутрішнього контура при підпорядкованому регулюванні параметрів в системі автоматичного регулювання / Чепкунов Р. А. – Патент на винахід №103128 від 10.09.2013. Бюл. №17.
5. *Эпштейн, И. И.* Автоматизированный электропривод переменного тока / Эпштейн И. И. – М. : Энергоиздат, 1982. – 192 с.
6. *Чепкунов, Р. А.* Исследование электромеханических автоколебаний в асинхронном электроприводе на низких частотах / Чепкунов Р. А. // Вісник Кременчуцького державного політехничного университету імені Михайла Остроградського. – 2008. – Випуск 4/ (51), Ч. 2. – С. 17–20.
7. *Шипилло, В. П.* Устойчивость замкнутой системы при управлении тиристорным преобразователем по методу ШИМ-I / В. П. Шипилло, И. И. Чикотило // Электротехническая промышленность. Сер. Преобразовательная техника. – 1981. –№ 2. – С. 2–4.
8. *Потапенко, Е. М.* Асимптотическое дифференцирование ступенчатых сигналов в задачах управления скоростью и перемещением / Потапенко Е. М., Потапенко Е. Е., Казурова А. Е. // Електромашинобудування та електрообладнення. Тем. вип. : Проблеми автоматизованого електропривода. Теорія і практика. Міжвідомчий науково-технічний збірник. – Київ : «Техніка». – 2006. – Випуск 66. – С. 286–288.
9. *Чепкунов, Р. А.* Управляющие устройства на основе микроконтроллера dsPIC30F / Р. А. Чепкунов, Д. И. Левинзон // Наука і вища освіта. Тези доповідей учасників XV Міжнародної наукової конференції молодих науковців. Частина 2. Гуманітарний університет «ЗІДМУ». – 2007. – Ч. 2. – С. 357–358.

Стаття надійшла до редакції 10.12.2013.

Чепкунов Р. А.[1], Левінзон Д. І.[2]

[1]Науковий співробітник, ВАТ НДІ «Перетворювач», Запоріжжя, Україна

[2]Д-р техн. наук, проф., Класичний приватний університет, Запоріжжя, Україна

ОСОБЛИВОСТІ РЕГУЛЮВАННЯ ЕЛЕКТРОПРИВОДІВ З НЕПРЯМИМ ВИМІРЮВАННЯМ ШВИДКОСТІ

Приводяться результати дослідження системи регулювання електропривода постійного струму і асинхронного електропривода з непрямим вимірюванням швидкості з урахуванням впливу зворотних зв'язків за струмом і напругою на стійкість системи. Визначені умови стійкості: системи регулювання при додатному зворотному зв'язку за струмом; контуру регулювання з тиристорним перетворювачем при цифровому згладжуванні пульсацій; асинхронного двигуна як кола регулювання. Обгрунтовано структурні схеми і параметри системи, які забезпечують якісне регулювання.

Ключові слова: електропривод, система регулювання, стійкість.

Chepkunov R. A.[1], Levinzon D. I.[2]
[1]Scientist, Science research institute of the power electronics, Zaporizhja, Ukraine
[2]Doctor of Technical Sciences, professor, Classic private University, Zaporizhja, Ukraine

FEATURES OF CONTROL OF THE ELECTRIC DRIVES WITH INDIRECT SPEED MEASURING

The features of control of the electric drives with the indirect measuring of speed are related by the presence of positive feed-back on a current, by the large pulsations of signal of feed-back on voltage in the direct-current electric drive, by the display of instability of electric motor in an asynchronous electric drive. The areas of stability at a positive feed-back on a current in the direct-current electric drive and on the active constituent of current in an asynchronous electric drive are certain. For reduction of the sensor inertness of the thyristor converter voltage the digital smoothing out of pulsations of the feed-back signal offers and the areas of stability of the control system are certain. The areas of stability of asynchronous electric drive are certain depending on the coefficient of dispersion of magnetic stream, electromechanics permanent to time, permanent to time of stator and rotor, the method of suppression of self-excited oscillations offers. The structural schemes and system parameters that ensure quality control are substantiated.

Keywords: electric drive, control system, stability.

REFERENCES

1. Osipov O. I. Chastotno-reguliruemiy asinhronnsy elektroprivod. Moscow, Izdatelstvo MEI, 2004, 79 p.
2. Chepkunov R.A. Ustoychivost sistemi regulirovanija skorosti elektroprivodov bez datchika skorocti, *Visnik Kremtnchutskogo derhzavnogo politehnichnogo universitetu imeni Mihayla Ostrogradckogo*, 2010, Issue 4, Ch. 3, pp. 21–25.
3. Chepkunov R. A. Parametricheskoe regulirovanie skorosti moshnih elektroprivodov, *Problemi energoresursosberehzennja v elektrotehnichnsh sistemah. Nauka, osvita i praktika,* 2011, No. 1, Kremenchuk, pp. 120–121.
4. Chepkunov R. A. Sposib reguljuvannja parametra zovnishnjogo kontura z obmehzennjam parametra vnutrishnjogo kontura pri pidporjadkovomu reguljuvanni parametriv v sistemi avtomatichnogo reguljuvannja. Patent na vinohid №103128 vid 10.09.2013. Bjul. №17.
5. Epshteyn I. I. Avtomotizirovanniy elektroprivod peremennogo toka. Moscow, Jenergoizdat, 1982, 192 p.
6. Chepkunov R. A. Issledovanie elektromehanicheskih avtokolebaniy v asinhronnom elektroprivode na nizkih chastotah, *Visnik Kremtnchutskogo derhzavnogo politehnichnogo universitetu imeni Mihayla Ostrogradckogo,* 2008, Vipusk 4, Ch. 2. pp. 17–20.
7. Shipillo V. P., Chikotilo I. I. Ustoychivost zamknutoy sistemi pri upravlenii tiristornim preobrazovatelem po metodu ShIM-I, *Elektrotehnicheskaja promishlennost. Ser. Preobrazovatelnaja tehnika*, 1981, No. 2, pp. 2–4.
8. Potapenko E. M., Potapenko E. E., Kazurova A. E. Asimptoticheskoye differentsyrovaniye stupenchatykh signalov v zadachakh upravleniya skorostyu i peremescheniem / Potapenko E. M., Potapenko E. E., Kazurova A. E. *Elektromashynobuduvannya ta elektroobladnannya. Tem. vyp.: Problemy avtomatyzovanogo elektropryvoda. Teoriya i praktyka. Mizhvidomchyj naukovo-tekhnichnyj zbirnyk,* Kyiv, Tekhnika, 2006, Vypusk 66, pp. 286–288.
9. Chepkunov R. A., Levinzon D. I. Upravljajushije ustroystva na osnove mikrokontrollera dsPIC30F, Nauka i visha osvita. Tezi dopovidey uchasnikiv XV Mihznarodnoy naukovoy konferentziji molodih naukovtziv, Chastina 2, Gumanitarnie universitet «ZIDMU», Ch. 2, pp. 357–358.

ДО ВІДОМА АВТОРІВ

Журнал «Радіоелектроніка, інформатика, управління» (РІУ) призначений для публікації найбільш значимих наукових і практичних результатів досліджень учених вищих навчальних закладів і наукових організацій.

Журнал включений у перелік наукових видань України, у яких можуть публікуватися результати дисертаційних робіт на здобуття вчених ступенів доктора і кандидата технічних наук і фізико-математичних наук (радіофізика).

Статті, що опубліковано в журналі, реферуються в реферативних журналах і базах даних ВІНІТІ (Росія) і «Джерело» (Україна). Журнал міститься у міжнародній базі наукових видань Index Copernicus (http://journals.indexcopernicus.com/index.php). Інтернет-сторінка журналу: http://journal.zntu.edu.ua/ric/index.php?page=index.

Журнал видається двічі на рік і розповсюджується за Каталогом періодичних видань України (передплатний індекс – 22914).

Для розгляду питання про публікацію статті до редакції журналу необхідно вислати поштою або представити особисто наступне:

1) рукопис (роздруківку) статті, підписаний на останній сторінці всіма авторами, в двох примірниках;

2) відомості про авторів (українською, російською, англійською мовами);

3) оригінал експертного висновку про можливість відкритого опублікування статті;

4) супровідний лист-клопотання з організації, де була виконана робота (або лист автора);

5) рецензію від фахівця в даній галузі з вченим ступенем доктора наук. Підпис рецензента обов'язково мусить бути завірений.

6) диск з наступними файлами:

– електронна версія статті, повністю ідентична роздруківці;
– відомості про авторів;
– рисунки у графічному форматі .tif.

Файли з матеріалами статті можна надіслати електронною поштою або передати особисто на оптичному диску або USB-накопичувачі.

Вимоги до оформлення статті. Приймаються статті, набрані в редакторі Microsoft Word.

Параметри сторінки:

– розмір паперу – А4 (210x297);
– орієнтація – книжкова;
– шрифт – Times New Roman, розмір – 12 pt;
– міжрядковий інтервал – полуторний;
– верхнє поле – 20 мм, нижнє – 20 мм, ліве – 25 мм, праве – 15 мм.

Сторінки рукопису повинні бути пронумеровані. Не допускаються розбіжності рукопису з електронною версією статті. Текст рукопису не повинен мати рукописних виправлень та позначок.

Послідовність розміщення матеріалу статті:

1) індекс УДК;

2) прізвища й ініціали авторів, назва статті, анотація й ключові слова мовою статті;

3) текст статті;

4) список літератури;

5) прізвища й ініціали авторів, назва статті, анотація й ключові слова російською мовою (якщо мова статті – українська) або українською (якщо мова статті – російська);

6) прізвища й ініціали авторів, назва статті, анотація й ключові слова англійською мовою;

7) транслітерований список літератури.

Анотації повинні бути інформативними, змістовними (відбивати основний зміст статті та результати досліджень) та структурованими (відбивати логіку опису результатів у статті. ***Рекомендований обсяг україномовної та російськомовної анотації приблизно 50 слів, англомовної –100–150 слів (вимоги науково-метричної бази SCOPUS).***

Ключові слова наводяться в називному відмінку у кількості до десяти слів.

Текст статті. Приймаються статті російською, українською та англійською мовами. Розмір статті до 0,5 авторського аркуша. У статті слід уникати зайвої деталізації, проміжних формул і висновків; не слід наводити відомі факти, повторювати зміст таблиць і ілюстрацій у тексті. Стаття не повинна мати граматичних або інших помилок, а також повинна відповідати тематиці журналу й вимогам щодо фахових видань.

Структура тексту статті мусить містити такі необхідні елементи: постановка проблеми в загальному виді і її зв'язок з важливими науковими або практичними завданнями; аналіз останніх досліджень і публікацій, у яких розпочато розв'язання даної проблеми, і на які опирається автор; виділення нерозв'язаних раніше частин загальної проблеми, яким присвячується стаття; формулювання цілей статті (постановка завдання); виклад основного матеріалу дослідження з повним обґрунтуванням отриманих наукових результатів, висновки по даному дослідженню й перспективи подальших досліджень у даному напрямку. Матеріал публікації мусить бути розбитий на підрозділи не більше двох рівнів.

Рисунки розміщуються в тексті й додатково додаються в окремих файлах (формат .tif з роздільною здатністю 150–300 dpi, чорно-білі або у градаціях сірого). Розмір рисунків не повинен перевищувати ширини сторінки (17 см) або ширини колонки (8 см). Написи на рисунках бажано виконувати шрифтом Times New Roman, розмір 10. Рисунки нумерують і підписують унизу.

Формули виконуються за допомогою вбудованого в Word редактора Microsoft Equation. Формули нумерують у круглих дужках праворуч. Формули великого розміру записуються в кілька рядків.

Нумерація рисунків, формул і таблиць наскрізна однорівнева.

Список літератури наприкінці статті подається мовою оригіналу і складається в порядку згадування посилань у тексті й відповідно до діючого стандарту на бібліографічний опис. Посилання на літературу в тексті нумеруються послідовно й позначаються цифрою у квадратних дужках.

Транслітерований список літератури, відповідно до вимог науково-метричної бази SCOPUS, є повним аналогом списка літератури і виконується на основі транслітерації мови оригіналу латиницею.

Посилання на англомовні джерела не транслітеруються. Транслітерація української мови латиницею виконується на основі Постанови КМУ №55 від 27 січня 2010 р., російської – на основі ГОСТ 7.79-2000 (ISO 9-95). Приклади транслітерації розміщені на сайті журналу.

У **відомостях про авторів** необхідно навести:

1) прізвище, ім'я, по батькові (повністю);

2) учений ступінь;

3) посаду;

4) місце роботи;

5) електронну адресу;

6) робочий, домашній, мобільний телефони.

Статті, які не відповідають зазначеним вимогам, не приймаються до розгляду.

Всі статті проходять закрите рецензування і в разі потреби можуть бути повернуті автору на доробку. Редакція залишає за собою право на літературну редакцію тексту статті без повідомлення автору.

Рукописи й диски не вертаються, коректура та відбитки статей авторам не надсилаються.

Адреса редакції: 69063, м. Запоріжжя, вул. Жуковського, 64, ЗНТУ, редакція журнала «РІУ».

Тел. (061) 7-698-2-96 – редакційно-видавничий відділ.

Тел./факс: (061) 7-644-6-62 – головний редактор.

E-mail: rvv@zntu.edu.ua

Наукове видання

Радіоелектроніка, інформатика, управління

№ 2/2013

Науковий журнал

Головний редактор – д-р фіз.-мат. наук Погосов В. В.

Заст. головного редактора – канд. техн. наук Дубровін В. І.

Комп'ютерне моделювання та верстання Зуб С. В.
Редактор англійських текстів Сіренко О. С.

Оригінал-макет підготовлено у редакційно-видавничому відділі ЗНТУ

Свідоцтво про державну реєстрацію
КВ № 6904 від 29.01.2003.

Підписано до друку 07.02.2014. Формат 60×84/8.
Папір офс.Різогр. друк Ум. друк. арк. 19,07.
Тираж 300 прим. Зам. № 71.

69063, м. Запоріжжя, ЗНТУ, друкарня, вул. Жуковського, 64

Свідоцтво суб'єкта видавничої справи
ДК № 2394 від 27.12.2005.