

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 бібліотекою України 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 Бодяньський Є. В. [Bodyanskiy Yevgeniy. V.] Україна, редактор управління

д-р фіз.-мат. наук, академік РАН Васильєв 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.] Норвегія, 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. [Sharpanykh 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

Пица 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 С. О.

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

Шило Г. М., Сиротюк О. В., Савелло А. С., Лопатка Ю. А., Арешкин С. 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

Колтакова 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

Нікуліцев Г. І.

ПРОТОКОЛ СЛППОГО ЕЛЕКТРОННОГО ЦИФРОВОГО ПІДПІСУ НА ЕЛІПТИЧНИХ КРИВИХ НАД СКІНЧЕНИМ ВЕКТОРНИМ ПОЛЕМ.....71

Панасенко С. 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

MONOCHROME 60-BY-80-IMAGES VIA TRAINING
WITH PIXEL-DISTORTED SHIFTED IMAGES ON THE
PATTERN OF 26 ALPHABET LETTERS.....112

Romanuke V. V.
AN ATTEMPT FOR 2-LAYER PERCEPTRON HIGH
PERFORMANCE IN CLASSIFYING SHIFTED

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

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

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

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

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

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	
<i>Gurevich V. I.</i> RCD NUISANCE TRIPPING: WHO'S GUILTY AND WHAT NEEDS TO BE DONE?.....7	<i>Piza D. M., Sirenko A. S., Zviahintsev E. A.</i> THE METHOD FOR CANCELLER ADAPTATION IN COMBINED CLUTTER AND JAMMING ENVIRONMENT.....28
<i>Vasilevskij V. V., Polyakov M. A.</i> OPTIMIZATION OF TECHNOLOGICAL PROCESS FOR RADIO COMPONENTS INSTALLATION BASED ON PROBABILISTIC AND TECHNICAL-ECONOMICAL MODELS CONTROL OPERATIONS.....17	<i>Romanenko S. N., Dmitrenko V. P., Voskoboynyk V. A.</i> CALCULATION OF MICROSTRIP DIRECTIONAL COUPLERS WITH DISPERSION AND LOSSES IN TRANSMISSION LINES.....32
<i>Mishchenko M. V., Farafonov A. Y., Kovalenko D. A., Sitsilitsin Y. A.</i> SYNTHESIS METHOD OF TOLERANCE DEVIATIONS TO THE GEOMETRICAL PARAMETER OF THE MICROSTRIP DEVICES.....21	<i>Shama E. O.</i> MINIMIZATION OF THE NUMBER OF INFORMING SIGNS WHEN CONSTRUCTING THE CLASSIFIER OF VEGETABLE OBJECTS.....37
	<i>Shilo G. M., Sirotuk O. V., Savello A. E., Lopatka J. A., Areshkin E. K., Gaponenko M. P.</i> RESEARCHING THE MASS, SIZE AND THERMAL CHARACTERISTICS OF ELECTRONIC DEVICE SEALED UNIT.....42
MATHEMATICAL AND COMPUTER MODELLING.....48	
<i>Artyukhova M. A., Zhadnov V. V., Polesskiy S. N.</i> IMPACT CONSIDERATION METHOD OF DEPENDABILITY MANAGEMENT SYSTEM OF THE ENTERPRISE FOR ESTIMATED ASSESSMENT OF THE ELECTRONIC EQUIPMENT RELIABILITY.....48	<i>Nikulishchev H. I.</i> BLIND DIGITAL SIGNATURE PROTOCOL ON ELLIPTIC CURVES OVER VECTOR FINITE FIELD.....71
<i>Dubrovin V. I., Tverdohleb J. V.</i> RESEARCH OF CHANGES OF ENTROPY AND ENERGY ON SIGNAL DECOMPOSITION.....54	<i>Panasenko Y. V.</i> SOLUTION OF THE BOUNDARY-VALUE PROBLEM OF OPTIMAL CONTROL IN THE CRITICAL CASE77
<i>Kolpakova T. A.</i> OPTIMIZATION OF DISTRIBUTION OF ORDERS AMONG MULTIPLE CONTRACTORS IN TENDERING.....59	<i>Trofymchuk O. M., Kozhukhivska O. A., Bidyuk P. I., Kozhukhivskiy A. D.</i> ESTIMATION OF MARKET RISK IN UKRAINE USING VAR METHODOLOGY.....81
<i>Levin V. I.</i> THE STABILITY OF SOLUTION OF SYSTEMS WITH UNDEFINED PARAMETERS OPTIMAL DESIGN PROBLEM.....64	<i>Choporov S. V.</i> PARALLEL COMPUTING TECHNOLOGIES IN THE FINITE ELEMENT METHOD.....88
	<i>Shevtsov D. V.</i> 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

Orlovskiy 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.

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 $0,1I_{\Delta N} - 2I_{\Delta N}$.

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.

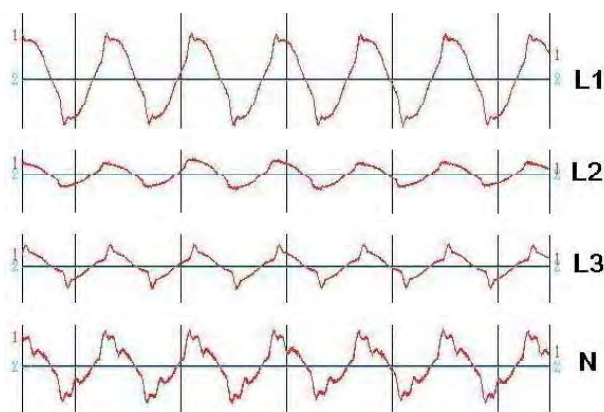


Fig. 1. Real oscillogram charts of phase and neutral currents flowing through RCD connected to supply mains of electronic communication equipment and resulting in several faulty disconnections of equipment

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-dependent 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) constitute 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.

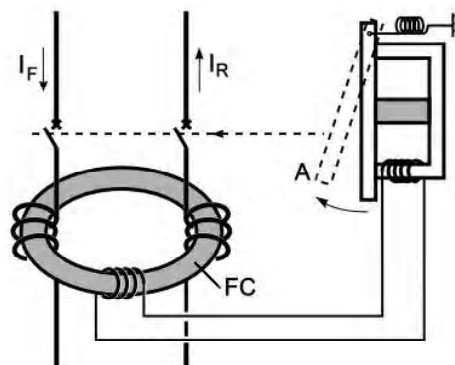


Fig 2. Simplified layout of an RCD. FC – ferro-magnetic core ring of differential current transformer; A – contact system’s release pusher

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 $I_{\Delta N} = 30 \text{ mA}$ 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

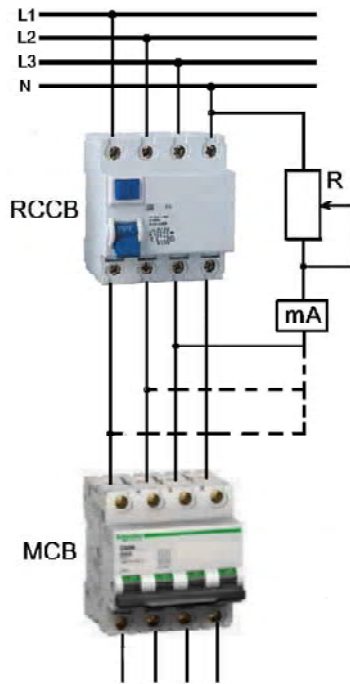


Fig. 3. Measurement of the background leakage current through RCD

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

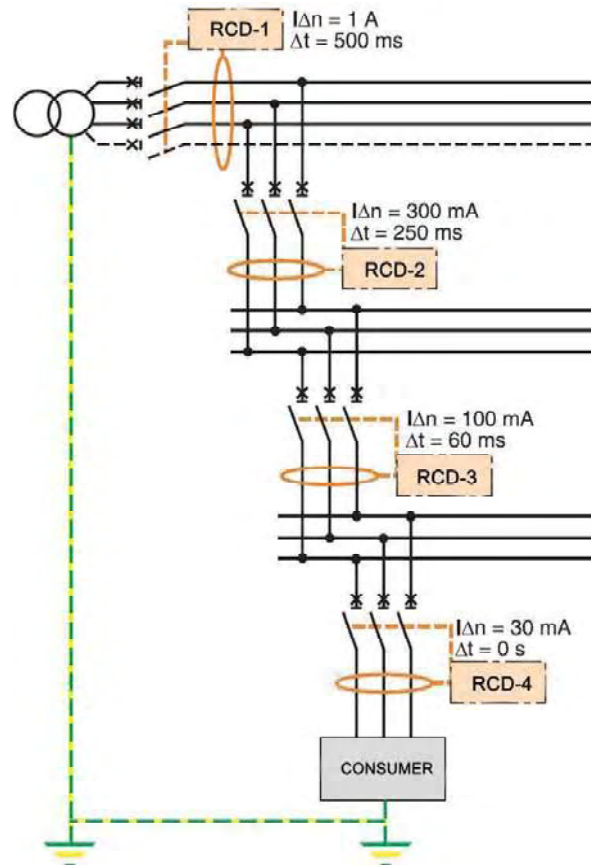


Fig. 4. An example of cascade connection of RCD in a branched network

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.

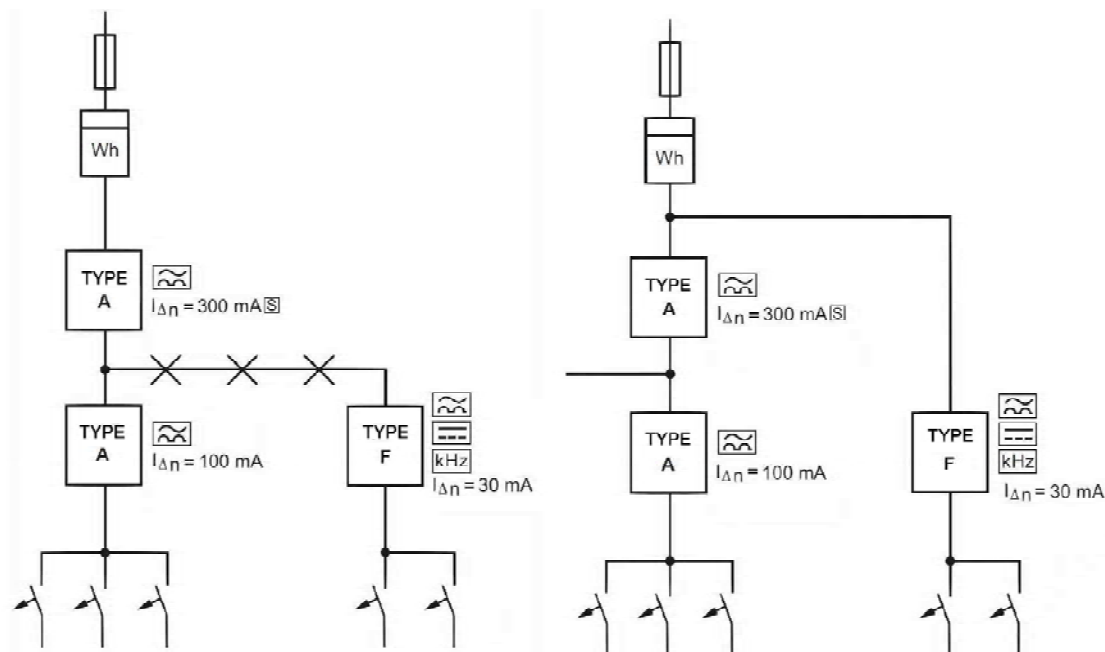


Fig. 5. Incorrect (left) and correct (right) connection of non-linear load with special type RCD

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 dependant 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.

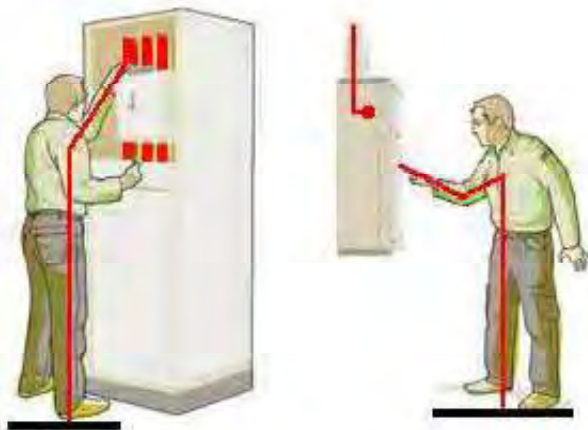


Fig. 6. Examples of direct (left) and indirect (right) contact

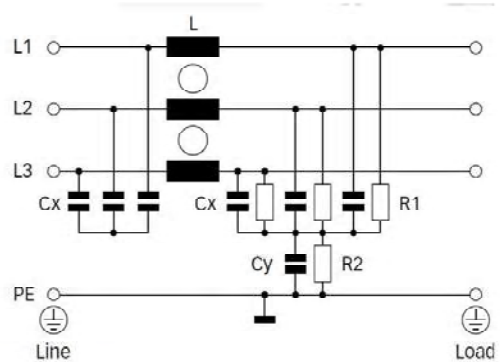
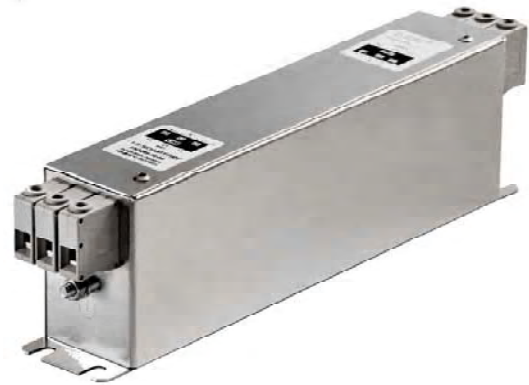


Fig. 7. Special 3-phase filter, type FN 3268 produced by Schaffner to prevent the effect of harmonics on RCD of all types

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			
		$I_{\Delta} = I_{\Delta n}$	$I_{\Delta} = 2I_{\Delta n}$	$I_{\Delta} = 5I_{\Delta n}$	$I_{\Delta} = 500 \text{ mA}$
–	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 RCD 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,

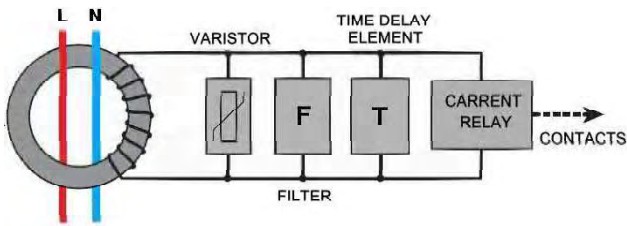


Fig. 8. Typical structure of electromechanical RCD especially resistant to faulty actuation

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, $I_{\Delta N}$ mA	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 its 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 Израиль, 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, почесний професор, провідний спеціаліст, голова сектору, Центральна лабораторія Електричної 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, гармоники, диференційний струм, струм витоку.

REFERENCES

- Low-voltage electrical installation. Part 4-41: Protection for safety. Protection against electric shock, ed. 5 : IEC 60364-4-41: 2005.
- Elektrostanovki nizevolntie. Chast 4-41: Trebovania bezopasnosti. Zashita ot poragena elektricheskim tokom : GOST R 50571.3-2009.
- Low-voltage electrical installations. Part 4-42: Protection for safety. Protection against thermal effects : IEC 60364-4-42: 2010.
- Elektrooborudovanie zdaniy. Chast 4. Trebovania po obespecheniu bezopasnosti. Zashita ot teplovyh vozdeystviy : GOST R 50571.4-94.
- 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.
- 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.
- Czapp S. The Impact of Higher-Order Harmonics on Tripping of Residual Current Devices, *Power Electronics and Motion Control Conference*, 2008, pp. 2059–2065.
- Yu Xiang., Cuk V., Cobben J. F. G. Impact of Residual Harmonic Current on Operation of Residual Current Devices. *10 th International Conference on Environment and Electrical Engineering*, Rome, Italy, 8–11 May, 2011, pp. 4–11
- 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.
- Freschi F. High Frequency Behavior of Residual Current Devices, *IEEE Transaction on Power Delivery*, Vol. 27, No. 3, pp. 1629–1635.
- Residual current operated circuit-breakers without integral overcurrent protection for household and similar uses (RCCBs), General rules, ed. 3.1, IEC 61008-1: 2012.
- Vykluchatelye avtomaticheskie, upravliayemye differentsialnim tokom, bitovogo i analogichnogo naznacheniya bez vstroennoy zashity ot sverhtokov. Chast 1. Obshnie trebovania i metody ispitaniy, GOST R 51326.1-99.
- 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.
- General requirements for residual current operated protective devices, ed 2. : IEC/TR 60755: 2008.
- Guidance for the correct use of residual current-operated protective devices (RCDs) for household and similar use, IEC/TR 62350: 2006.
- Gurevich V. Power Supply Devices and Systems of Relay Protection. CRC Press (Taylor & Francis Group), Boca Raton, New York, London, 2013, 264 p.
- Otvechaem na voprosy chitateley, Portal jurnala «Novosti elektrotehniki» <http://www.news.elteh.ru/arh/2001/7/08.php>
- Proektirovanie i montag elektrostanovok gilich i obshiestvennih zdaniy, 2007. SP 31-110-2003.
- Electrical installations of buildings – Part 5–53 – Selection and erection of electrical equipment – Isolation, switching and control, Ed. 3. IEC 60364-5-53: 2001.
- Low leakage current EMC filters. Full compatibility with residual current circuit breakers sensitive to all current types. – Schaffner.
- Stefan F. Ustroystva zachitnogo otklucheniya, upravlyayemye differentsialnym tokom. Pod Red. V. I. Mozirskogo, Praga, 2000, 90 p. (Perevod i izdanie OAT «Kievpromelectroproect»).

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:

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

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:

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

где Z_μ – затраты Z_i для μ -го варианта ТП. Оптимальным называют такой ТП, которому соответствует путь μ^* с затратами:

$$Z_{\mu^*} = \min Z_\mu. \quad (3)$$

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 $Z_{i\mu} = 0$.

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

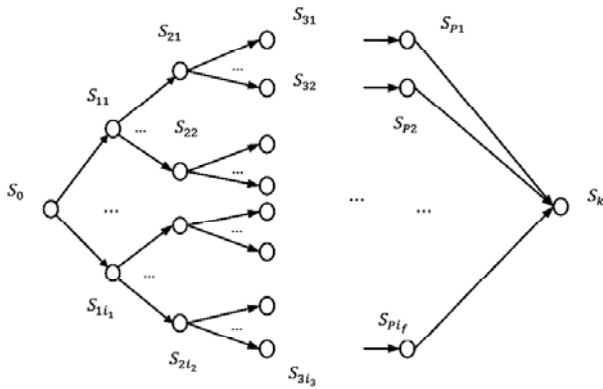


Рис. 1. Грaф варіантів ТП

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_i^α , удельные затраты на z_i^α 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 z_i^α . 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_i^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 z_i^α . Для обеспечения сопоставимости затрат пересчитаем их к единице продукции, признанной годной: $\frac{z_i^\alpha}{P_i^\alpha}$.

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):

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

$$P_i^\beta = P_i^\alpha, \quad (5)$$

$$z_i^\beta = z_i^\alpha + z_i, \quad (6)$$

где U_{mi} – вероятность внесения в изделие в ходе i -ой ТО ровно l_m дефектов m -го вида; L_m – максимальное коли-

чество дефектов m -го вида в изделии. Формула (5) учитывает тот факт, что браковка изделия выполняется только в ходе КО. Для вершины S_0 , $P_i^\alpha = 1$. Затраты z_i на реализацию ТО определим по формуле (1).

Для КО инцидентной вершинам S_α и S_β графа вариантов ТП (рис. 1):

$$Q_m^\beta(l_m) = \begin{cases} Q_m^\alpha(0) + (1 - P_{nm}) \sum_{l'_m=1}^{L_m} Q_m^\alpha(l'_m), l_m = 0 \\ Q_m^\alpha(l_m) \cdot P_{nm}, 0 < l_m < L_m \end{cases}, \quad (7)$$

$$P_i^\beta = P_i^\alpha \cdot P_{Ti}, \quad (8)$$

где P_{nm} – вероятность необнаружения m -го в ходе КО; P_{Ti} – 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:

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

где z_{ik} – приведенные удельные затраты на контроль в ходе i -ой КО; L_{Bm} – количество дефектов m -го вида в изделии устраненных в ходе КО; z_{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_{Bi} – 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_{pfi} , получим затраты z_i^f , распределения $Q_m^f(l_m)$, $m = \overline{1, M}$ и вероятность P_i^f . На основании этих оценок найдем удельные приведенные затраты:

$$z_\mu = \frac{z_i^f}{P_i^f} + \sum_{m=1}^M C_{om} \cdot \sum_{l_m=1}^{L_m} Q_m^f(l_m) \cdot l_m, \quad (10)$$

где C_{om} – затраты на обнаружение и устранение одного производственного дефекта m -го вида на последующих этапах жизненного цикла. Оптимальный путь μ^* определим по критерию (3), сравнивая затраты z_μ 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 Z_{μ} 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_6 – 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	Z_{Bm} , грн	C_B , 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_{Γ}
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_6	Затраты на ТП, грн.	P_{Γ}^0	P_{Γ}^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 конечно 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 ЛІТЕРАТУРИ

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. Кіселічний // 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

¹Аспірант, Запорізький національний технічний університет, Україна

²Канд. техн. наук, доцент, Запорізький національний технічний університет, Україна

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

Запропонована модель варіантів технологічного процесу у вигляді кінцево направленного графу, що дозволяє знайти оптимальний процес з урахуванням динаміки розподілу ймовірностей дефектів у виробках 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

¹Graduate student, Zaporizhian National Technical University, Ukraine

²Associate 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 tehnologicheskix 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 tehnologicheskogo processa, *Sistemny'e tekhnologii*, 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

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

²Канд. тех. наук, доцент, Запорозький національний технічний університет, Україна

³Канд. тех. наук, ст. преподаватель, Запорозький національний технічний університет, Україна

⁴Ст. 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 полевых 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 линиях (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, адапти-

рованной 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:

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

$$S_{12} = S_{12} \cdot D^{-1} \cdot T(l) \cdot S_{21}; \quad S_{122} = S_{11}; \quad S_{121} = S_{12},$$

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

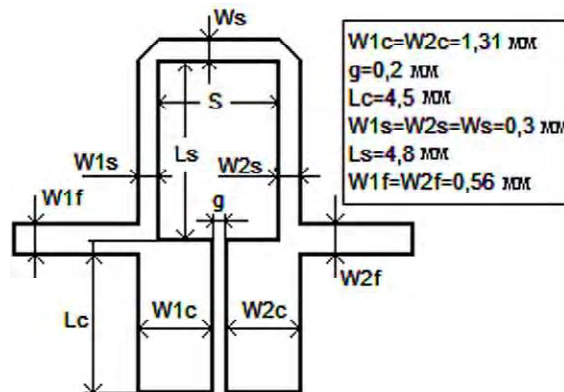


Рис. 1. ФНЧ на одиночном шпилечном резонаторе

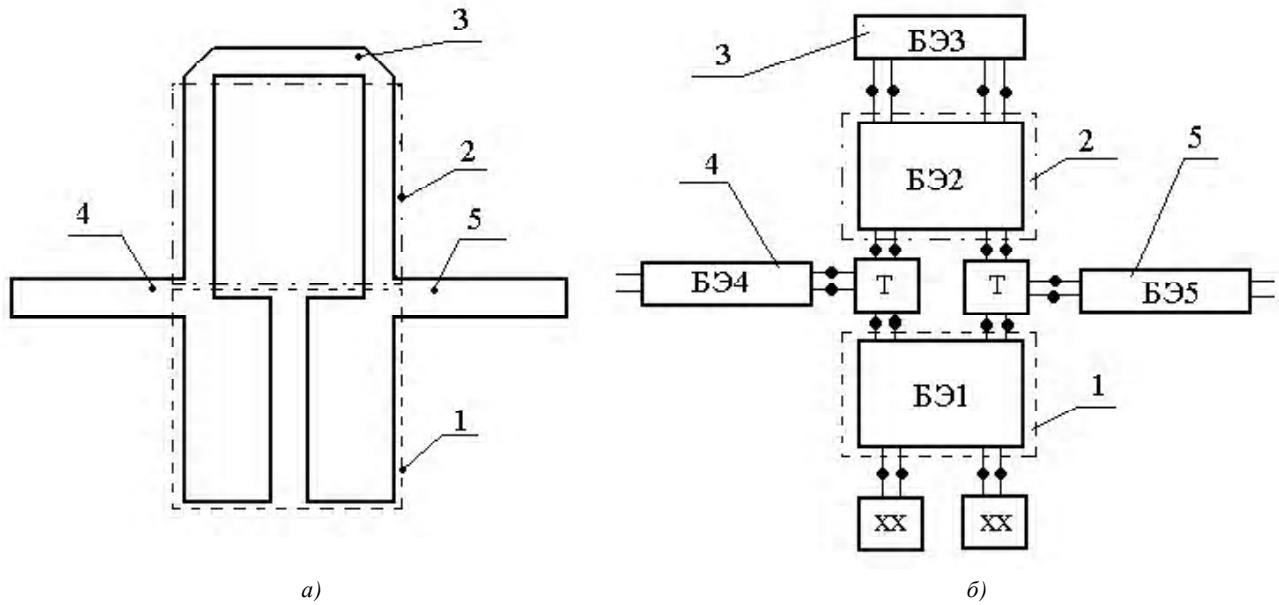


Рис. 2. Модель шпилечного ФНЧ: а) топология шпилечного ФНЧ; б) объединение БЭ; 1, 2 – области связанных линий; 3, 4, 5 – области одиночных МПЛ, включающие неоднородности топологии; XX и T – матрицы холостого хода и T-пересечения, соответственно

Матрица соединения одиночных линий или нагрузок с n -проводной связанной линией рассчитывается 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); $Y = c \cdot C_0 \cdot V \cdot \sqrt{\epsilon_{\text{эф}}}(\omega) \cdot V^{-1}$ – матрица волновых проводимостей связанных линий; $c = 3 \cdot 10^8$ м/с; $\epsilon_{\text{эф}}(\omega)$ – диагональная матрица эффективных диэлектрических проницаемостей, полученных с помощью соотношений, представленных ниже.

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

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

$$\epsilon_{\text{эф}_i}(\omega) = \frac{2 \epsilon_{\text{эф}_i}(0) \left(1 + (k_0 h)^2 \frac{I_{\Sigma}}{2 V_{0_i}} \epsilon_r \right)}{1 + (k_0 h)^2 \frac{I_{\Sigma} \epsilon_{\text{эф}_i}(0) (1 + \epsilon_r)}{2 V_{0_i} \epsilon_r} + D}, \quad (3)$$

где

$$D = \sqrt{1 + 4(k_0 h)^4 \left(\frac{1 - \epsilon_r}{\epsilon_r} \right)^2 \left(\frac{\epsilon_{\text{эф}}(0)}{V_0} \right)^2} + 4 \frac{(k_0 h)^2}{\epsilon_r} \left(1 + \epsilon_r - 2 \frac{\epsilon_{\text{эф}}(0)}{\epsilon_r} \right) \frac{\epsilon_{\text{эф}}(0)}{V_0};$$

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

$$\epsilon_{\text{эф}_i}(\omega) = \frac{2 \epsilon_{\text{эф}_i}(0) \left[1 + (k_0 h)^4 \epsilon_r^2 T_i / V_{0_i} \right]}{1 - \epsilon_{\text{эф}_i}(0) / \epsilon_r^2 + 2 (k_0 h)^4 \epsilon_{\text{эф}_i}(0) \epsilon_r T_i / V_{0_i} + D}, \quad (4)$$

где

$$D = \sqrt{\left(\frac{1 + \epsilon_r}{\epsilon_r^2} \right)^2 + 4 (k_0 h)^4 (1 + \epsilon_r) \left(1 - \frac{\epsilon_{\text{эф}}(0)}{\epsilon_r} \right) \frac{\epsilon_{\text{эф}}(0) \eta}{V_0}};$$

ϵ_r – диэлектрическая проницаемость материала подложки толщиной h ; $\epsilon_{\text{эф}}(0)$ – 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:

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

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]:

$$C_i = \frac{1}{\varphi_i} \sum_{n=1}^{N_x} \sum_{m=1}^{M_y} (\sigma_{nm} - \sigma_{0nm}) s_{nm}, \quad (7)$$

где φ_i – потенциал i -ой полоски; N_x, M_y – 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:

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

где $Xc = -1/(2 \cdot \pi \cdot f \cdot C_H)$; 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.

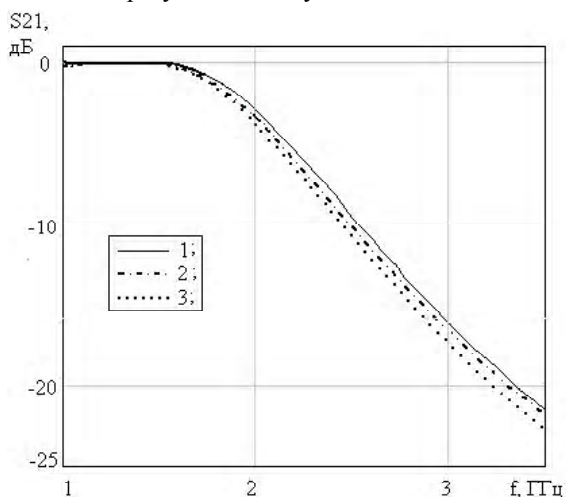


Рис. 3. Выходная характеристика шпилечного однозвенного ФНЧ:

- 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]:

$$y_r = a_{r0} + \sum_{\substack{i=1 \\ a_{ri}>0}}^n \frac{a_{ri}}{a_{ri}} x_i + \sum_{\substack{i=1 \\ a_{ri}<0}}^n \text{dual} \left(\frac{a_{ri}}{a_{ri}} x_i \right), \quad (9)$$

где i – число параметров; $a_{ri} = [a_{ri_H}; a_{ri_B}]$ – коммутационные интервальные коэффициенты; x_i – интервал изменения входного параметра при расчете допусков от номинального до граничного значения; dual – оператор преобразования обратных арифметических операций над интервалами в прямые; 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 $\epsilon_r = 10,2$, 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 $\delta_a = \pm 11\%$. 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 (a_{ri_H}, a_{ri_B}) показывает, что практически все параметры кри-

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

Параметр	Знач. пар- ров, мм	a_{r_H}	a_{r_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

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

Параметр	Знач. пар- ров, мм	a_{r_H}	a_{r_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 микронной 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:

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

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 необходимость проведения анализа допусковых отклонений на геометрические параметры МПЛ с целью выяснения возможности изготовления СВЧ-устройства с обеспечением заданных параметров.

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

Параметр	Знач. пар-ров, мм	a_{ri_H}	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

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

Параметр	Знач. пар-ров, мм	a_{ri_H}	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 подтравы $H = t \cdot \cos(45^\circ)$ мкм, где t – толщина металлизации.

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

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

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 подтравы.

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 $\epsilon_r = 10,2 \pm 0,25$, толщина подложки $h = (0,635 \pm 0,0254)$ мм.

Отклонения параметров топологии фильтра представлены в табл. 5.

Таблиця 5. Отклонения параметров фильтра, вызванные технологическими ограничениями

Параметр	Величина параметров	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 кэсидинамического приближения при моделировании микрополоскового шпилечного ФНЧ с учетом топологических неоднородностей (ТН) приводит к увеличению точности расчетов выходных характеристик устройства, а также

дає можливість учити вплив всіх елементів топології мікрополоскових ліній. Це, в свою чергу, збільшує точність призначення допусків. Порівняння розрахункових значень рівня затухання на частоті среза з результатами електромагнітного аналізу в HFSS показало, що розрахунок затухання з урахуванням впливу топологічних неоднорідностей на 7 % точніше, ніж розрахунок без урахування впливу ТН; при цьому були отримані більш строгі значення допусків відхилень на геометричні параметри фільтра.

При дослідженні взаємозалежних і взаємозалежних допусків було виявлено, що при розрахунку затухання шпильчатого фільтра, рис. 1, без урахування впливу топологічних неоднорідностей формується неадекватна модель синтезу допусків, оскільки, в цьому випадку, значення відхилення вихідної функції перевищило значення допустимого відхилення δ_a . Урахування впливу топологічних неоднорідностей при розрахунку затухання аналізованого пристрою дозволило сформувати модель синтезу допусків, при якій відхилення вихідної функції не перевищило значення δ_a .

З цього випливає, що використання методики розрахунку вихідних функцій МПЛ з урахуванням впливу топологічних неоднорідностей дає можливість більш точно синтезувати допусків обмеження і оцінити ступінь відхилення вихідної функції.

Аналіз мікроелектронної технології дозволило виявити основні технологічні етапи виготовлення мікрополоскових пристроїв СВЧ і виявити їх обмеження. Внаслідок цього була сформована інтервальна модель з урахуванням взаємного впливу допусків. Також, як і в першому випадку, більш строгі допусків обмеження на параметри фільтра були отримані при аналізі вихідної функції фільтра, розрахованої з урахуванням впливу топологічних неоднорідностей. Крім того аналіз взаємозалежних допусків показав, що застосування методики розрахунку вихідної функції фільтра з урахуванням впливу топологічних неоднорідностей дозволяє не тільки синтезувати більш строгі допусків обмеження, але і оцінити можливість виготовлення аналізованого пристрою на конкретному підприємстві.

Напрямок подальших досліджень пов'язано з визначенням допусків обмежень на параметри МПЛ СВЧ пристроїв з урахуванням взаємного впливу допусків елементів конструкції.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

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. Кришук, В. Оптимізація допусків мікросмужкових фільтрів / В. Кришук, 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 // Радиоелектроника, информатика, управління. – 2006. – № 2. – С. 28–32.
8. Карпуков, Л. М. Аналітичний розрахунок дисперсії у багатопровідних мікросмужкових лініях на основі квазидинамічного наближення / Л. М. Карпуков, С. Н. Романенко, Р. Д. Пулов // Радиоелектроника та телекомунікації. – 2002. – № 440. – С. 212–218.
9. Міщенко, М. В. Моделювання багатопровідних зв'язаних мікросмужкових ліній у квазидинамічному наближенні з урахуванням неоднорідностей топології / М. В. Міщенко, О. Ю. Фарафонов, Ю. О. Сіциліцин, В. М. Кришук, С. М. Романенко // Радиоелектроника, информатика, управління. – 2013. – № 1. – С. 46–50.
10. Шило, Г. М. Формування інтервальних моделей для обчислення допусків / Г. М. Шило // Радиоелектроника, информатика, управління. – 2002. – № 1. – С. 90–95.
11. Кришук, В. Н. Исследование допусковых ограничений в конструкциях микрополосковых фильтров с учетом вида аппроксимации АЧХ / В. Н. Кришук, Л. М. Карпуков, М. В. Заскоцкая, А. Ю. Фарафонов // Радиоелектроника, информатика, 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 Corporation [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

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

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

³Канд. тех. наук, ст. викладач, Запорізький національний технічний університет, Україна

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

МЕТОД СИНТЕЗУ ДОПУСКОВИХ ВІДХИЛЕНЬ НА ГЕОМЕТРИЧНІ ПАРАМЕТРИ МІКРОСМУЖКОВИХ ПРИСТРОЇВ

В представлений роботі розроблено метод синтезу допусків відхилень на геометричні параметри мікросмужкових пристроїв. Цей метод включає в себе методику розрахунку схеми мікросмужкових ліній, яка оснований на використанні квазидина-

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

¹Assistant of professor, Zaporizhian National Technical University, Ukraine

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

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

⁴Assistant 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' tehnologii i konstruirovaniya. Moscow, Texnosfera, 2006, 306 p.
4. Kovaleva I. S. Konstruirovaniye i raschet poloskovy'x ustrojstv. Moscow, Sov.radio, 1974, 295 p.
5. Kryshchuk V., Farafonov O., Shylo G., Gaponenko M. Optyimizatsiia 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 modelirovaniye mnogoprovodnykh svyazannykh mikropoloskovykh liniy, *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2006, No. 2, pp. 28–32.
8. Karpukov L. M., Romanenko S. N., Pulov R. D. Analitichnyi rozrokhunok dispersii u bagatoprovodnykh mikrosmuzhkovykh liniiah na osnovi kvazidinamichnogo 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 bagatoprovodnykh zviazanykh mikrosmuzhkovykh liniy u kvazidinamichnomu nablyzhenni z urakhuvanniam neodnorodnostey 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 dopuskovykh ogranichenij v konstrukcy'yax mikropoloskovykh filtrov s uchetom vida approksimacii AchX, *Radio Electronics, Computer Science, Control*, 2006, No. 2, pp. 20–26.
12. Cherniaev V. N. Teknologii proizvodstva integralnix mikroschem i mikroprozessorov. Moscow, Radio i sviaz', 1987, 464 p.
13. Rogers Corporetion [Elektronnij resurs], Elektr. dan., Rezhim dostupu, www.rogerscorp.com, Zagolovok z ekranu.

МЕТОД АДАПТАЦИИ АВТОКОМПЕНСАТОРА ПРИ ВОЗДЕЙСТВИИ КОМБИНИРОВАННЫХ ПОМЕХ

В статье предложен метод адаптации автокомпенсатора в начале развертки дальности. Проведен анализ протяженности пассивных помех от метеорообразований и дипольных отражателей. Получена зависимость дальности пассивной помехи от высоты, учитывающая угол места луча и высоту точки стояния радара. На примере радара ЗбДб показано, что предложенный метод целесообразно применять для углов места $< 6^\circ$. Для углов места $> 6^\circ$ 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 целесообразным 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	высококучевые	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

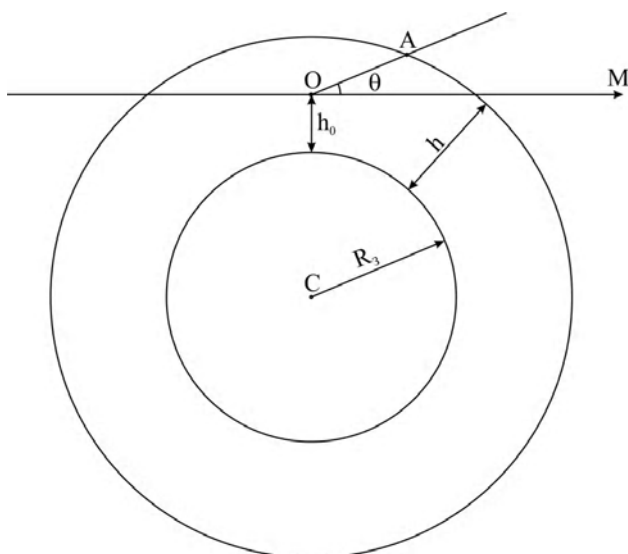


Рис. 1. Геометрия задачи

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. (r₀, θ₀) в полярной системе координат r, φ определяется в виде [4]:

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

где r – полярный радиус, φ – полярный угол, (r₀, θ₀) – координаты центра окружности, a – радиус окружности.

С учетом (1), координат центра Земли C(R₃+h₀, -90°) и введенных обозначений уравнение окружности, соответствующей границе ПП, определится в виде:

$$r^2 - 2r(R_3 + h_0) \cos(90^\circ + \varphi) + (R_3 + h_0)^2 = (R_3 + h)^2, \tag{2}$$

или

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

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

Дискриминант уравнения определяется в виде:

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

По условию задачи h > h₀, следовательно, дискриминант (4) будет положительным, а уравнение (3) будет иметь два действительных корня:

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

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:

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

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 Сб 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 τ_и = 1,5 мкс, то допустимое время адаптации АКП, в соответствии с [5], составит 10τ_и = 15 мкс. В рас-

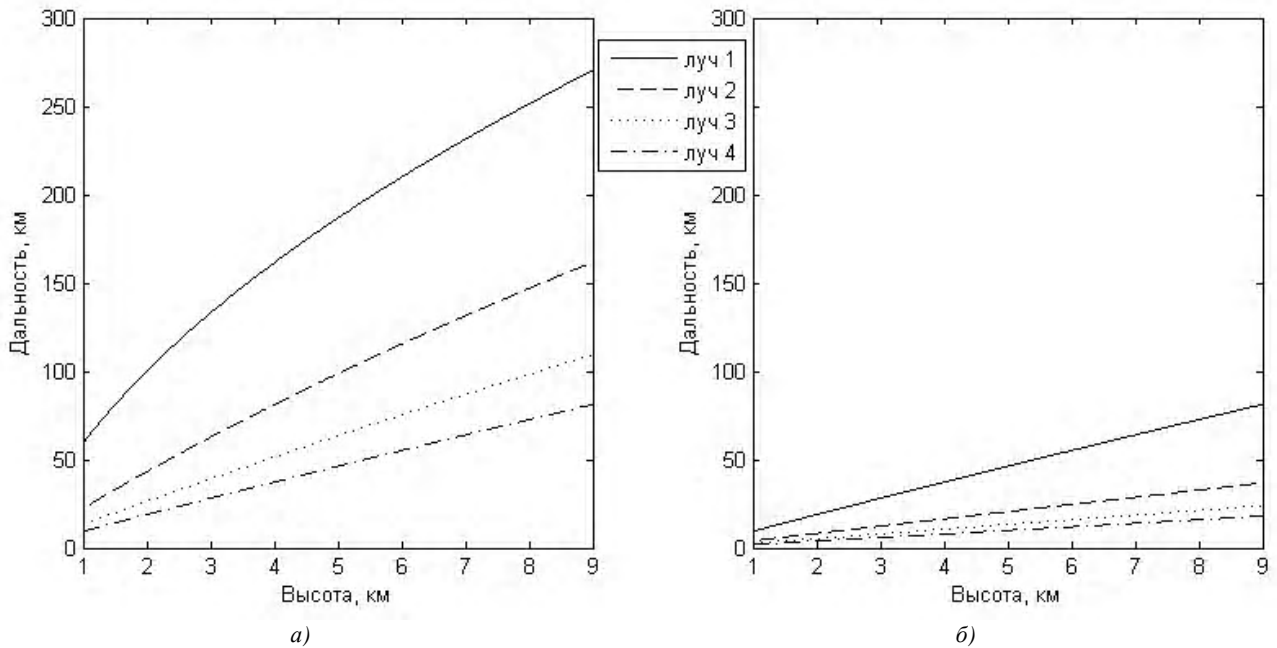


Рис. 2. Зависимость дальности от высоты границы ПП для лучей нижней (а) и верхней (б) зоны

смаатриваемом 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 Сб, приведенной в табл. 1, позволяет сделать вывод о возможности адаптации весовых коэффициентов автокомпенсатора в нижней зоне обнаружения РЛС 36Д6 на начальном участке развертки дальности.

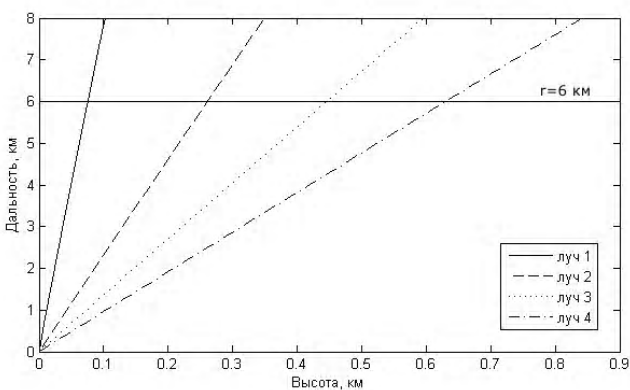


Рис. 3. Зависимость дальности от высоты границы ПП для лучей нижней зоны на участке 0...8 км

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 $<6^\circ$ 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.] // Радиоэлектроника, информатика, 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. Center. September 2004 – Режим доступа : <http://www.dtic.mil/dtic/tr/fulltext/u2/a427221.pdf>
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

¹Д-р техн. наук, професор, Запорізький національний технічний університет, Україна, E-mail: dpiza@zntu.edu.ua

^{2,3}Старш. викл., Запорізький національний 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 променя та висоту точки стояння радара. На прикладі радара 36Дб показано, що запропонований метод доцільно застосовувати для кутів місця <math><6^\circ</math>. Для кутів місця >math>>6^\circ</math> переважною є адаптація вогоних 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, Zviaghintsev 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

- 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.
- Radioelektronnye sistemy: Osnovy postroeniya i teoriya. Spravochnik. Izd. 2-e, pererab. i dop., Pod red. YA.D. SHirmana. Moscow, Radiotekhnika, 2007, 512 p.
- 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.
- Korn G., Korn T. Spravochnik po matematike dlya nauchnykh rabotnikov i inzhenerov. Moscow, Nauka, 1973, 832 p.
- 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>

Романенко С. Н.¹, Дмитренко В. П.², Воскобойник В. А.³¹Канд. физ.-мат. наук, доцент, Запорозький національний технічний університет, Україна,
E-mail: romanenko3@gmail.com^{2, 3}Канд. техн. наук, доцент, Запорозький національний технічний університет, Україна

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 Г-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 $\lambda_i, i=1, 2, 3, 4$ – 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

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

– для трехшлейфного НО

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

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

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

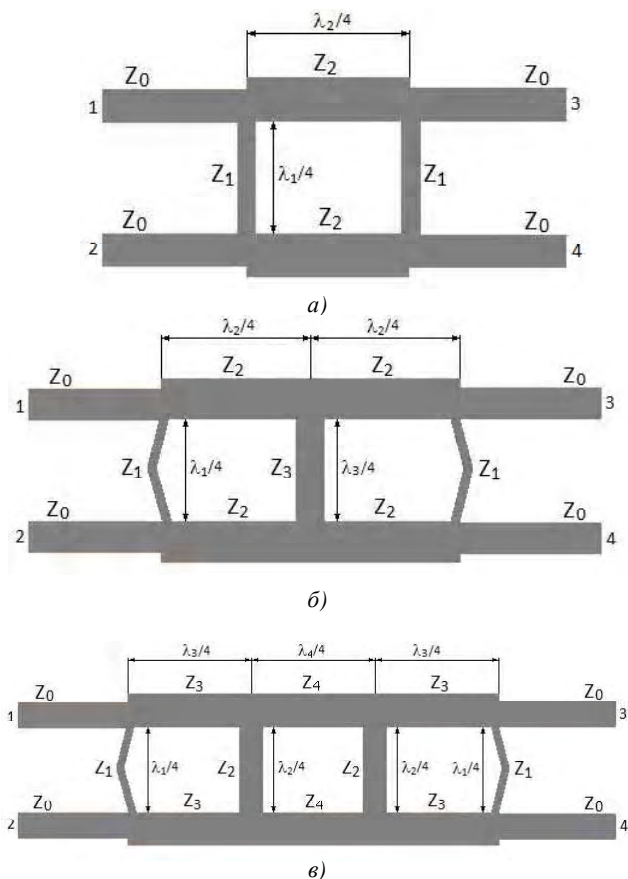


Рис. 1. Эскизы топологий НО на МПЛ: двухшлейфного а), трехшлейфного б), четырехшлейфного в)

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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

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 $\epsilon_r \approx 10$. 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

$$\epsilon_{эфф} = \epsilon_{эфф0} \cdot \frac{2[1 - (k_0 h)^2 \epsilon_r / A_0]}{1 - (k_0 h)^2 (\epsilon_r + 1) \epsilon_{эфф0} / \epsilon_r A_0 + D}, \quad (15)$$

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

где $\epsilon_{эфф0} = \frac{(\epsilon_r + 1) A_0}{2 \left[A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \Gamma^n A_n \right]}$ – 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; $k_0 = \frac{2\pi}{\lambda_0} = \omega \sqrt{\epsilon_0 \mu_0}$ – волновое число для вакуума;

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

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

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)

$$D = \left\{ 1 + 4(k_0h)^2 \frac{\varepsilon_{эфф0}}{\varepsilon_r A_0} \left[\frac{\varepsilon_{эфф0}}{\varepsilon_r} - \frac{(\varepsilon_r + 1)}{2} \right] + \right. \\ \left. + (k_0h)^4 \left(\frac{\varepsilon_{эфф0} \cdot (\varepsilon_r - 1)}{\varepsilon_r A_0} \right)^2 \right\}^{1/2};$$

$$S = \frac{\varepsilon_r}{\varepsilon_{эфф0}} \cdot \frac{d(\varepsilon_{эфф0})}{d\varepsilon_r};$$

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

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

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

При выводе (15) и (16) предполагалось, что в МПЛ распространяется основная *T*-волна и поперечные токи

в полосках отсутствуют, а потери в диэлектрике малы ($\text{tg} \delta \ll 1$), 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

<i>w/h</i>	ε_r	$\varepsilon_{эфф}$ 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

<i>w/h</i>	$\text{tg} \delta \cdot 10^4$	$\text{tg} \delta_{эфф} \cdot 10^4$ 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.

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.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Техника и полупроводниковая электроника СВЧ / [Дробахин О. О., Плаксин С. В., Рябчий В. Д., Салтыков Д. Ю.]. – Севастополь : Вебер, 2013. – 322 с.

Романенко С. М.¹, Дмитренко В. П.², Воскобойник В. О.³

¹Канд. 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 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 T -хвилі МСЛ розрахунок дисперсії ефективної діелектричної проникності та втрат в матеріалі підкладки.

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

Romanenko S. N.¹, Dmitrenko V. P.², Voskoboynyk V. A.³

¹Ph. 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. *Техника і полупроводниковая электроника СВЧ*, 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. Uprochennyj'j raschet dispersii v MPL, *Radiotekhnika*, 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.

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 шкалювання 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 робіт [3, 4, 5]. Але в цих роботах класифікація об'єктів проводилася або лише на два класи, або проводилася класифікація нерослинних об'єктів (харак-

тер 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'янів на два класи обґрунтована 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-

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 апіорні ймовірності для кожного класу рівні, то байесовський рівень помилки визначається рівнянням:

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

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

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

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 $\sum = \text{diag}(\sigma_1^2, \dots, \sigma_d^2)$, маємо

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

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

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

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

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 склали переважну частину бур'янів на полі. Переміщення об'єкта 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 с 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 зашумленості). 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 розпізнавання 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

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

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 «STATISTICA 6.1® 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 рослин – 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: а – амброзія, к – кукурудза, м – мишію.

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.

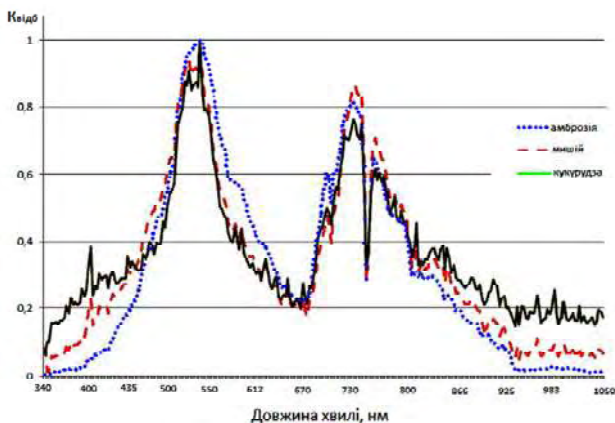


Рис. 1. Залежність нормованих коефіцієнтів відбиття від довжини хвилі для амброзії, мишію, кукурудзи

Classification Matrix (Вместе - амброзия, кукуруза, мыший_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 розпізнавання рослин на три класи з використанням 256 ознак

Classification Matrix (Вместе - амброзия, кукуруза, мыший_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 розпізнавання рослин на три класи з використанням 7 ознак

Classification Matrix (Вместе - амброзия, кукуруза, мыший_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 розпізнавання рослин на три класи з використанням 5 ознак

Discriminant Function Analysis Summary (Вместе - амброзия, кукуруза, мыший_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	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	0,163340	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, мыший_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 розпізнавання рослин на три класи з використанням 4 ознак

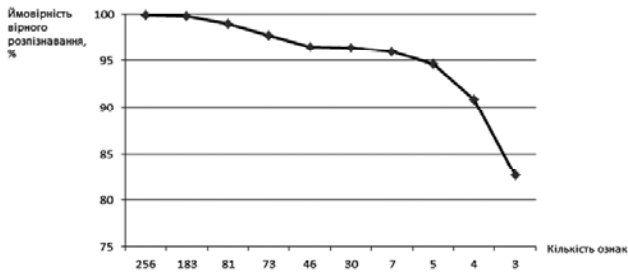


Рис. 7. Залежність ймовірності вірного розпізнавання рослин (середньої за трьома класами) від кількості інформативних ознак

З вищенаведених розрахунків, видно, що прийнятним з точки зору якості розпізнавання рослинних об'єктів на три класи (кукурудза, мишії, амброзія) є зменшення кількості ознак до 5, при цьому ймовірність вірного розпізнавання для амброзії складає 96,71 %, для мишії 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, відносно 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 діапазоні ± 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 складала 99,43 %, для мишії 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, мышиї_6)				
Rows: Observed classifications				
Columns: Predicted classifications				
Group	Percent Correct	k	a	m
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 розпізнавання рослин на три класи з використанням 4 ознак

Discriminant Function Analysis Summary (Вместе - амброзия, кукуруза, мышиї_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	p-level	Toler.	1-Toler. (R-Sqr.)
395,68 nm	0,3857011	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 мишії 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, мишії) достатньо 4 ознаки. При цьому перша ознака повинна належати довжині хвилі $\approx (400 \pm 50)$ нм, друга – $\approx (460 \pm 50)$ нм, третя – $\approx (640 \pm 50)$ нм і четверта ознака – $\approx (750 \pm 50)$ нм.

СПИСОК ЛІТЕРАТУРИ

1. Рачкулик, В. И. Отражательные свойства и состояние растительного покрова / В. И. Рачкулик, М. В. Ситникова. – Л. : Гидрометеоздат, 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 // Системный анализ, управление и информационные технологии: 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 показана 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, bristlegass 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 rastitel'nogo pokrova. Leningrad, Gidrometeoizdat, 1981, 287 p.
2. Medvedev A. V. Neparаметрические системы адаптации. Novosibirsk, Nauka, 1983, 174 p.
3. Piza D. M., Morshchavka S. V. Vybór naborov priznakov dlya raspoznavaniya rastitel'nykh obektov. Sistemnyi analiz, upravlinnya i informatsiyni tehnologii: *Visnyk Kharkivskogo derzhavnogo politehichnogo universitetu. Zbirka naukovykh 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 koevolutsionnogo 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, *Politematicheskiiy setevoyi 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., Buhshaber 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, Арешкін Є. К.⁵, Гапоненко М. П.⁶¹Канд. техн. наук, доцент, Запорізький національний технічний університет, Україна, Email: shilo.gn@gmail.com²Асистент, Запорізький національний технічний університет, Україна³Начальник сектора, «Хартрон-ЮКОМ», Запоріжжя, Україна⁴Студентка, Запорізький національний технічний університет, Україна⁵Студент, Запорізький національний технічний університет, Україна⁶Канд. 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 зменшенні 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 утворен-

ня 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

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:

$$V = L_1 L_2 L_3, \tag{1}$$

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

Розміри корпусу обчислюються через параметри елементів конструкцій з допомогою співвідношень:

$$L_1 = l_1 + 2a + 2d_k; \quad L_2 = l_2 + 2b + 2d_k; \tag{2}$$

$$L_3 = h_0 + nd_{\pi} + (n-1)h_{\pi} + h_k,$$

де l_1 і l_2 – довжина і ширина друкованої плати; a і b – відстань плат від бокових стінок кришки корпусу; d_k – товщина кришки корпусу; n – кількість друкованих плат; h_0 і h_k – відстань плати від основи корпусу та верхньої стінки кришки корпусу; h_{π} – відстань між платами.

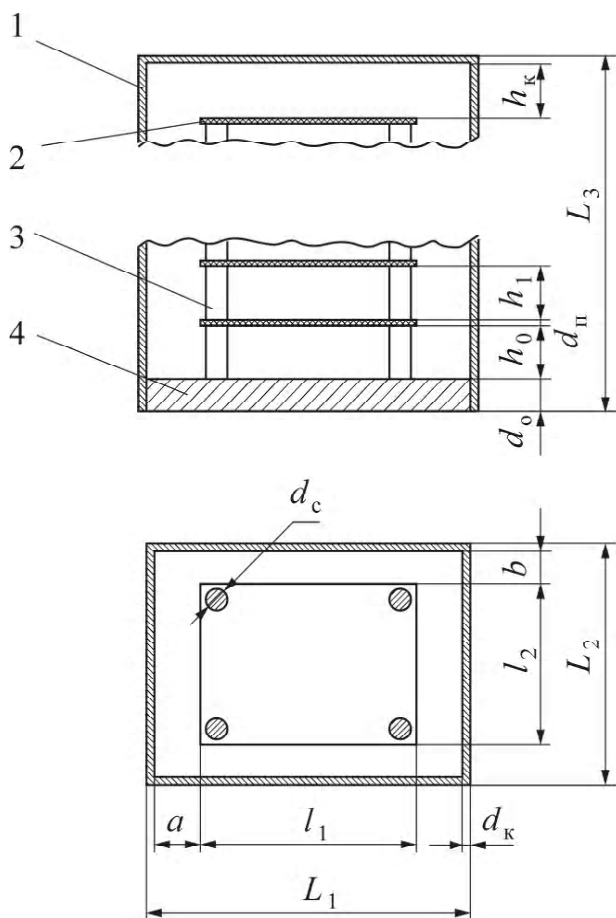


Рис. 1. Спрощена конструкція герметичного блока

Площа поперечного перерізу корпусу досягає мінімального значення при виконанні умов:

$$l_1 = \sqrt{S_{\pi} \frac{a+d_k}{b+d_k}}; \quad l_2 = \sqrt{S_{\pi} \frac{b+d_k}{a+d_k}}, \tag{3}$$

де S_{π} – площа плати.

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

$$S_{\pi} = \frac{S_e}{n} + mS_c, \tag{4}$$

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

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

$$m_B = m_o + m_k + m_{\pi} + m_c, \tag{5}$$

де m_B – маса блока; m_o і m_k , m_{π} і m_c – маса основи і кришки корпусу, плат і стояків.

Доданки у співвідношенні (5) обчислюються з допомогою виразів:

$$m_o = \rho_o (L_1 - 2d_k)(L_2 - 2d_k) \cdot d_o;$$

$$m_k = \rho_k d_k [2(L_1 + L_2 - d_k)L_3 + (L_1 - 2d_k)(L_2 - 2d_k)];$$

$$m_{\pi} = \rho_{\pi} l_1 l_2 d_{\pi}; \quad m_c = \rho_c m [h_0 + (n-1)h_{\pi}] S_c, \tag{6}$$

де ρ_o і ρ_k , ρ_{π} і ρ_c – густина матеріалу основи і кришки корпусу, друкованих плат і стояків; d_o – 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 $d_k = d_n = 2$ мм, $d_o = 7$ мм, діаметр стояка мав значення $d_c = 7$ мм, а загальна площа усіх електро радіоелементів – $S_e = 0,04$ мм². 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 $h_o = 20$ мм, $h_k = 10$ 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 утворювались 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/м³, а багатоплатні друковані плати мають густиною $\rho = 1800$ кг/м³.

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.

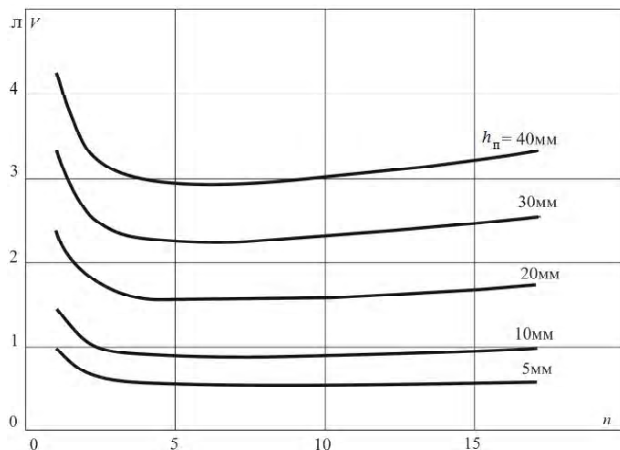


Рис. 2. Габаритні характеристики герметичного блока

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.

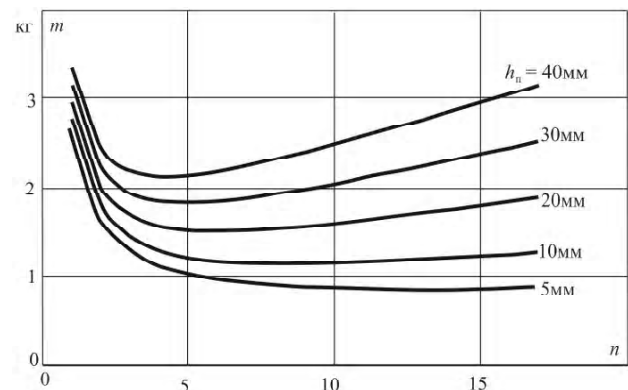


Рис. 3. Несучі характеристики герметичного блока

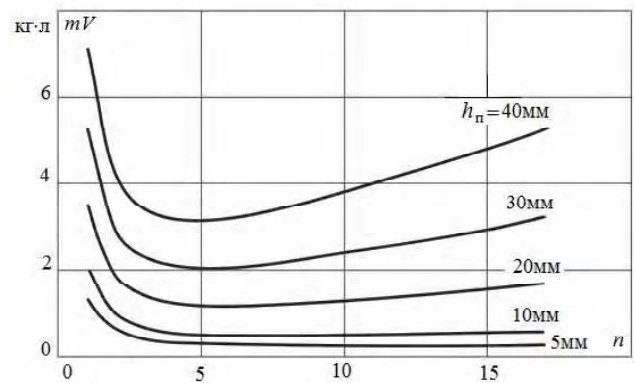


Рис. 4. Масогабаритні характеристики герметичного блока

3 ДОСЛІДЖЕННЯ ТЕПЛОВИХ РЕЖИМІВ

Дослідження теплових режимів проводилось програмними засобами інженерного аналізу [5]. Для цього утворювались 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 багатопшарових 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 $t_c = 50^\circ\text{C}$ і коефіцієнт чорноти усіх поверхонь $\varepsilon = 0,91$. Коефіцієнт теплопровідності стояків, основи і кришки корпусу дорівнював $\lambda_k = 140\text{Вт/м}\cdot\text{К}$. Багатопшарові друковані плати мали коефіцієнт теплопровідності $\lambda_{\text{п}} = 2(20)\text{Вт/м}\cdot\text{К}$ відповідно у аксіальному та радіальному напрямках. На кожній друкованій платі розсіювалась потужність $P = 2\text{Вт}$. 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 $0,16^\circ\text{C}$. Основні перепади температури виникали між поверхнею корпусу і навколишнім середовищем (до 14°C), а також по стояку (до 10°C). Максимальне значення температури спостерігалось у центрі середньої друкованої плати і досягало 72°C при відстані між платами $h_{\text{п}} = 5\text{мм}$. 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:

$$R_{\text{п}i} = \frac{t_{\text{п}i} - t_c}{P_0},$$

де $R_{\text{п}i}$ – тепловий опір між центром i -тої плати і навколишнім середовищем; $t_{\text{п}i}$ – температура в центрі i -тої друкованої плати; P_0 – 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

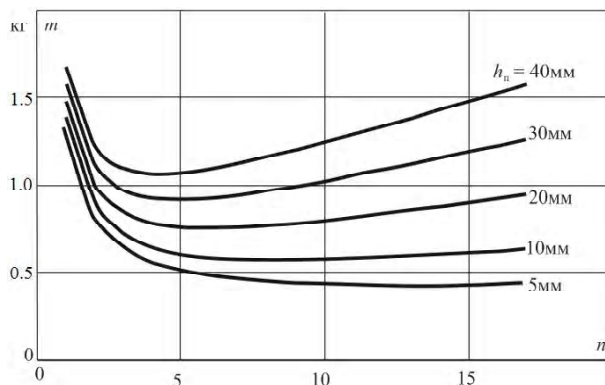


Рис. 5. Теплові характеристики герметичного блока

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 $R_{\text{п}} = 3,66\text{ К/Вт}$ при відстані між платами $h_{\text{п}} = 5\text{ мм}$. 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 $h_{\text{п}} = 40\text{ мм}$ тепловий опір середньої плати зменшується до $R_{\text{п}} = 2,4\text{ К/Вт}$, що відповідає температурі у центрі середньої плати $t_{\text{п}} = 64,4^\circ\text{C}$. Відстаням між платами 2–5 мм відповідає температура 72°C . Зазначені теплові режими задовольняють умовам експлуатації більшості електрорадіоелементів при температурі навколишнього середовища $t_c = 50^\circ\text{C}$. 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 корпусу 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. *Овсищев, П. И.* Несущие конструкции радиоэлектронной аппаратуры / П. И. Овсищев, 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. Огреннич, 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. Огреннич [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, Сиротюк О. В.², Савелло А. Е.³, Лопатка Ю. А.⁴, Арешкин Е. К.⁵, Гапоненко Н. П.⁶

¹Канд. техн. наук, доцент, Запорожский национальный технический университет, Украина

²Ассистент, Запорожский национальный технический университет, Украина

³Начальник сектора, «Хартрон-ЮКОМ», Запорожье, Украина

⁴Студентка, Запорожский национальный технический университет, Украина

⁵Студент, Запорожский национальный технический университет, Украина

⁶Канд. 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, Sirotyuk O. V.², Savello A. E.³, Lopatka J. A.⁴, Areshkin E. K.⁵, Gaponenko M. P.⁶

¹Philosophy Doctor, associate professor, Zaporizhian National Technical University, Ukraine

²Assistant of professor, Zaporizhian National Technical University, Ukraine

³Head of Department of Research and Production Enterprise Smc «Hartron-Ucom Ltd», Ukraine

⁴Student, Zaporizhian National Technical University, Ukraine

⁵Student, Zaporizhian National Technical University, Ukraine

⁶Doctor, 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 konstrukcij radioe'lektronny'x sredstv. Moscow, Radio i svyaz', 1991. – 204 s.
2. Ovsishher P. I., Golovanov Yu. V. Nesushhie konstrukcii 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 proccessov peredachi tepla v perspektivny'x bazovy'x nesushhix konstrukciyax stochnogo 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. Optimizaciya 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.³¹Аспирант, Московский институт электроники и математики национального исследовательского университета «Высшая школа экономики», Россия²Канд. техн. наук, профессор, Московский институт электроники и математики национального исследовательского университета «Высшая школа экономики», Россия, E-mail: vzhadnov@hse.ru³Канд. 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]:

$$\Lambda_{PЭА} = K_A \cdot \Lambda_{\Sigma},$$

где $\Lambda_{PЭА}$ – интенсивность отказов ЭС; K_A – коэффициент качества производства аппаратуры; Λ_{Σ} – суммарная интенсивность отказов комплектующих элементов.

Коэффициент K_A учитывает и отражает среднестатистическую разницу в интенсивности отказов элементов в аппаратуре, разрабатываемой и изготавливаемой 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_A 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_A , при наличии аттестованной СМК следует

применять не только чисто статистические, но и экспертные оценки. Так, в RIAC-HDBK-217Plus [4] приведена методика экспертной оценки коэффициента K_A , 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 распреде-

ление 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_A , 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_A по математической модели, приведенной в [4]:

$$K_A = P_P \cdot P_{IM} \cdot P_E + P_D \cdot P_G + P_M \cdot P_{IM} \times \\ \times P_E \cdot P_G + P_S \cdot P_G + P_I + P_N + P_W, \quad (1)$$

где P_P – коэффициент, учитывающий отказы комплектующих элементов; P_{IM} – коэффициент, учитывающий отказы в начальный период (в период гарантийного срока); P_E – коэффициент, учитывающий отказы из-за влияния внешней среды; P_D – коэффициент, учитывающий конструктивные отказы; P_G – коэффициент, учитывающий отказы, обусловленные несовершенством управления повышением надежности; P_M – коэффициент, учитывающий производственные отказы; P_S – коэффициент, учитывающий отказы, обусловленные несовершенством системы управления; P_I – коэффициент, учитывающий эксплуатационные отказы; P_N – коэффициент, учитывающий отказы, обусловленные несовершенством методов контроля; P_W – коэффициент, учитывающий деградационные отказы.

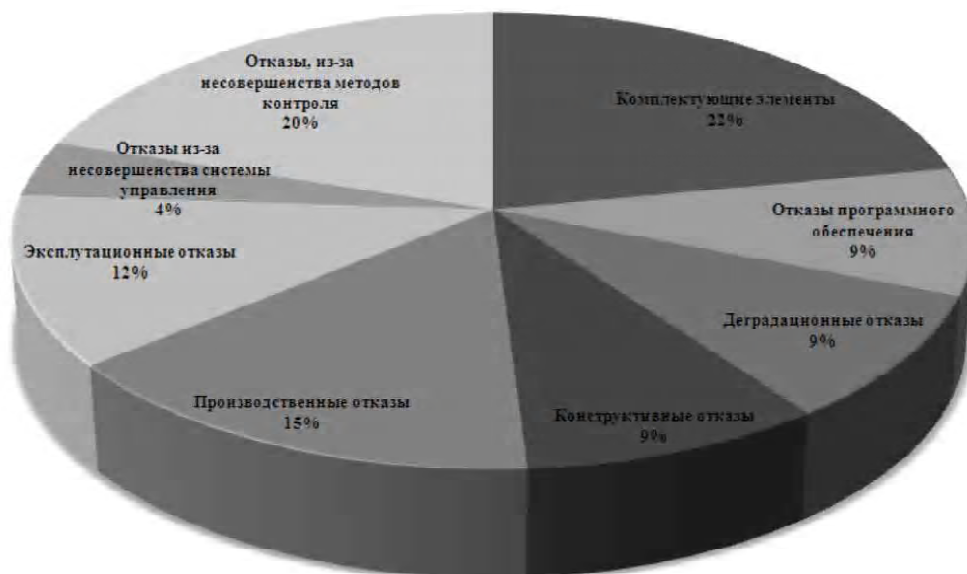


Рис. 1. Типовое распределение отказов ЭС по категориям

Как следует из выражения (1) K_A 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_A , приведенная в [7].

Из рис. 2 хорошо видно, что наибольший вклад в значение K_A 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:

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

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:

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

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.

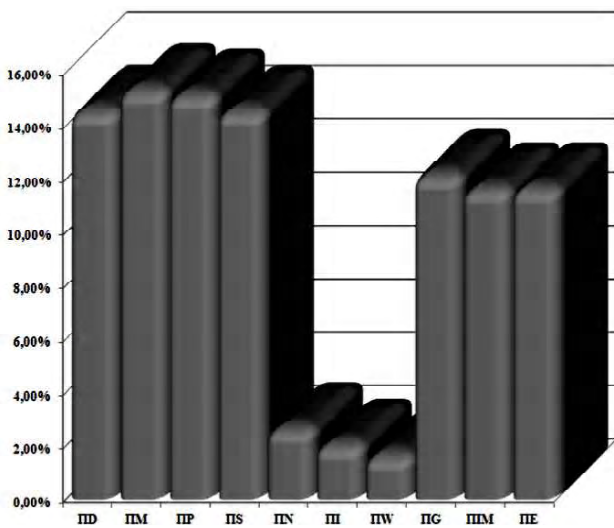


Рис. 2. Типовая гистограмма влияния коэффициентов математической модели K_A

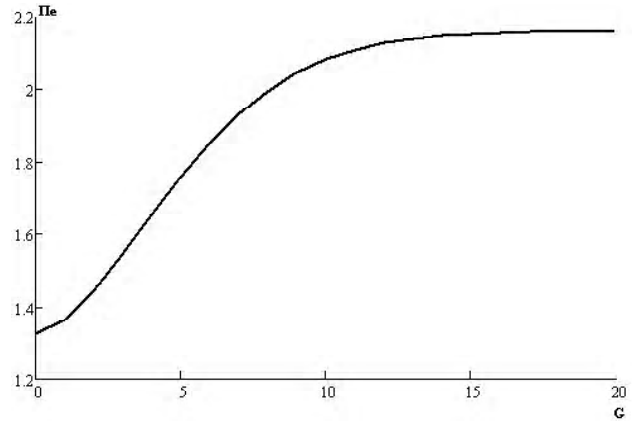


Рис. 3. Зависимость Π_E от G

На рис. 4 приведен вид зависимости Π_E от ΔT .

Значения коэффициентов $\Pi_P, \Pi_D, \Pi_M, \Pi_S, \Pi_I, \Pi_N$ и Π_W модели (1) рассчитывается по формуле:

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

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:

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

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 ответы на эти вопросы значения коэффициентов G_{ij} и W_{ij} .

Значения коэффициента Π_G модели (1) рассчитывается по формуле:

$$\Pi_G = \frac{1,12 \cdot (t - 2)^{-\alpha}}{2^{-\alpha}}, \quad (6)$$

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).

Таблиця 1. Значення коефіцієнтів α_i і β_i

№ п.п.	Коефіцієнт	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 officers 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 таблиці для определения значений коэффициентов G_{ij} и W_{ij}

Следует отметить, что в «идеальном» случае значения коэффициентов P_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 P_i .

В блоке А4 выводятся значения коэффициентов P_i , 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 $\Lambda_{PЭА}$.

В блоке А7 происходит проверка полученного значения на соответствие требованиям ТЗ и в случае положительного результата данные передаются в блок А8 для вы-

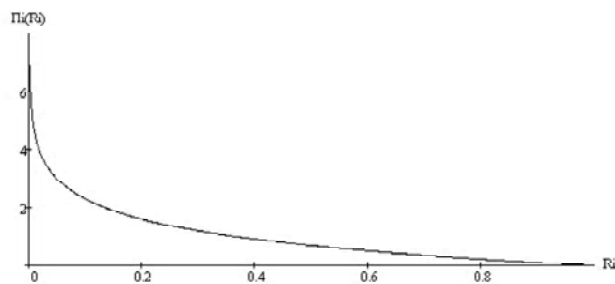


Рис. 6. График типовой зависимости P_i от R_i

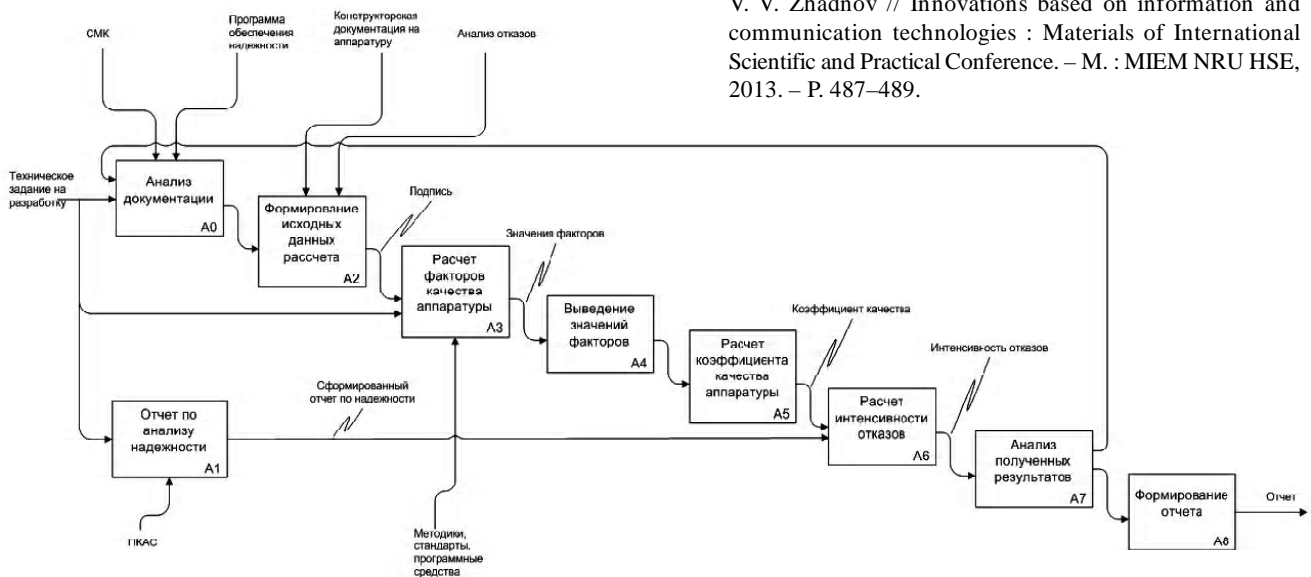


Рис. 7. Укрупненная функциональная модель процесса прогнозирования надежности ЭС

пуска 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 $\Lambda_{PЭА}$. В таких случаях требуется детальный анализ Отчета по анализу надежности и разработка мероприятий по снижению интенсивностей отказов комплектующих элементов [9].

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. – М. : MIEM NRU HSE, 2013. – P. 499–503.
8. Zhadnov, V. V. Applying the methodology 217PlusTM 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. – М. : 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

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

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

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

МЕТОД УРАХУВАННЯ ВПЛИВУ СИСТЕМИ МЕНЕДЖМЕНТУ НАДІЙНОСТІ ПІДПРИЄМСТВА ПРИ РОЗРАХУНКОВІ 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

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

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

³Ph.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 217PlusTM 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 217PlusTM 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 tehnikeskikh 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 differentsirovannoy 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 tekhnike. Osnovnye ponyatiya. Terminy i opredeleniya. GOST 27.002-89, [Vveden v deystvie 1990-17-01], Moscow, Izdatel'stvo standartov, 1990, 37 p. (Gosudarstvennyj standart Soyuz 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 217PlusTM 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.

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 искомым компонентом.

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]:

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

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

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

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 неопределенности системы [9]:

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

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 сигнале 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: первую 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 связано с естественным изменением амплитуд сигналов в результате декомпозиции. В качестве информативного показателя для выделения компонент сигнала энергия не дает результатов.